

Maral Heidary Dastjerdi

Ein Beitrag zur Verbesserung der Eigenschaften magnetisch-induktiver Tastspulen

Scientific Reports on Measurement and Sensor Technology

Volume 2

Prof. Dr.-Ing. Olfa Kanoun (Editor)

Maral Heidary Dastjerdi

Ein Beitrag zur Verbesserung der Eigenschaften
magnetisch-induktiver Tastspulen



TECHNISCHE UNIVERSITÄT
CHEMNITZ

Universitätsverlag Chemnitz
2016

Impressum

Bibliografische Information der Deutschen Nationalbibliothek

Die Deutsche Nationalbibliothek verzeichnet diese Publikation in der Deutschen Nationalbibliografie; detaillierte bibliografische Angaben sind im Internet über <http://dnb.d-nb.de> abrufbar.

Titelgrafik: Chemnitz School of Metrology
Satz/Layout: Maral Heidary Dastjerdi

Technische Universität Chemnitz/Universitätsbibliothek
Universitätsverlag Chemnitz
09107 Chemnitz
<http://www.tu-chemnitz.de/ub/univerlag>

Herstellung und Auslieferung
Verlagshaus Monsenstein und Vannerdat OHG
Am Hawerkamp 31
48155 Münster
<http://www.mv-verlag.de>

ISSN 2509-5102 print - ISSN 2509-5110 online

ISBN 978-3-944640-98-3

<http://nbn-resolving.de/urn:nbn:de:bsz:ch1-qucosa-207628>

Ein Beitrag zur Verbesserung der Eigenschaften magnetisch-induktiver Tastspulen

Dissertation
zur Erlangung des akademischen Grades
(Doktor-Ingenieur)

vorgelegt
der Fakultät für Elektrotechnik und Informationstechnik
der Technischen Universität Chemnitz

von Maral Heidary Dastjerdi, M.Sc.
geboren am 25.03.1982 in Teheran

Tag der Einreichung: 16. Februar 2016

Tag der Verteidigung: 10. Juni 2016

Gutachter:

Prof. Dr. Olfa Kanoun - Technische Universität Chemnitz, Chemnitz

Prof. Dr. Jörg Himmel - Hochschule Ruhr West, Mülheim an der Ruhr

Bibliographische Beschreibung

Heidary Dastjerdi, Maral

Ein Beitrag zur Verbesserung der Eigenschaften magnetisch-induktiver Tastspulen

Technische Universität Chemnitz

Fakultät für Elektrotechnik und Informationstechnik

Dissertation, 2016, 147 Seiten, 59 Abbildungen, 15 Tabellen, 121 Literaturstellen, 6 Anlagen

Schlagwörter

Induktive Messsysteme, Gradiometer - Tastspulen, Transmissions - Tastspulen, material-spezifische elektrische Eigenschaften, zerstörungsfreie Materialprüfung, Gewebediagnostik

Referat

Magnetisch-induktive Techniken finden seit langer Zeit viele Anwendungsfelder in der Medizin, Sicherheitstechnik und der Industrie. Obwohl die technischen Grundlagen seit vielen Jahrzehnten bekannt sind, werden auf Basis detaillierter Analysen spezielle Lösungsansätze verfolgt, die neuartiges Anwendungspotential erschließen sollen. Dazu dienen verbesserte Werkzeuge wie Computersimulationen und analytische Berechnungen sowie neu kombinierte Methoden und Aufbauten aus Leistungselektronik und Signaldetektion. Die Vorteile magnetisch-induktiver Techniken sind dabei u.a., dass sie das Prüfobjekt nicht schädigen, berührungslos arbeiten, robust gegenüber Verschmutzungen und einfach im Aufbau sind. Ein Nachteil dieser Technik ist die unzureichende Auflösung von feinen Strukturen. In der aktuellen Forschung und Entwicklung werden unterschiedliche Spulenanordnungen zur Anwendung in industriellen und medizinischen Fragestellungen untersucht und optimiert. Thema dieser Arbeit ist es, durch Verbesserung der Spuleneigenschaften, neue Anwendungsbereiche für die zerstörungsfreie Materialprüfung zu erschließen. Es wird eine Methode vorgestellt, die Eigenschaften magnetisch-induktiver Tastspulen zu verbessern und so den Aufwand bei der Signalverarbeitung zur Rekonstruktion im Rechner zu reduzieren sowie die Auflösung zu erhöhen. Dazu werden zwei Spulenanordnungen, Transmissions - Tastspulen und Gradiometer - Tastspulen, vergleichend gegenübergestellt und ihre technischen Grenzen aufgezeigt.

Inhaltsverzeichnis

Inhaltsverzeichnis	7
Abkürzungen und Symbole	11
1 Einleitung	19
1.1 Motivation	19
1.2 Problemstellung	19
1.2.1 Tomographische Systeme mit Transmissions - Tastspulen	20
1.2.2 Kompensierte Systeme mit Gradiometer - Tastspulen	21
1.3 Aufgabenstellung	22
1.3.1 Tomographische Systeme mit Transmissions - Tastspulen	22
1.3.2 Kompensierte Systeme mit Gradiometer - Tastspulen	23
1.4 Struktur der Arbeit	23
2 Grundlagen der induktiven Wirbelstromverfahren	25
2.1 Prinzip des Wirbelstromverfahrens	25
2.2 Eindringtiefe der Wirbelströme	28
2.3 Tomographische Systeme mit Transmissions - Tastspulen	29
2.4 Kompensierte Systeme mit Gradiometer - Tastspulen	30
2.5 Einfluss der Materialeigenschaften	31
2.6 Empfindlichkeit des Magnetfeldes auf Inhomogenitäten	32
3 Stand der Forschung und Entwicklung	37
3.1 Übersicht über induktive Verfahren zur zerstörungsfreien Materialprüfung	37
3.2 Tomographische Systeme mit Transmissions - Tastspulen	38
3.3 Kompensierte Systeme mit Gradiometer - Tastspulen	41
3.4 Offene Fragestellungen	43
4 Analytische Modellierung unterschiedlicher Spulengeometrien	47
4.1 Quasianalytische Berechnung der Magnetfelder	48
4.2 Feldfokussierung einer tomographischen Spulenanordnung	51

4.3	Elektrische Kompensation einer Spulenanordnung	55
5	Geometrische Modellierung unterschiedlicher Spulengeometrien	59
5.1	Geometrische Modellierung in Comsol	60
5.2	Geometrische Modellierung tomographischer Systeme mit Transmissions - Tastspulen	66
5.3	Geometrische Modellierung kompensierter Systeme mittels Gradiometer - Tastspulen	73
6	Experimentelle Untersuchungen	75
6.1	Messaufbau zur Untersuchung unterschiedlicher Spulengeometrien	75
6.1.1	Aufbau der Messelektronik	76
6.1.2	Testszenarien	77
6.2	Tomographische Systeme mit Transmissions - Tastspulen	78
6.3	Kompensierte Systeme mit Gradiometer - Tastspulen	80
7	Evaluation	85
7.1	Vergleich zwischen theoretisch und experimentell ermittelten Ergebnissen	85
7.2	Vergleich mit dem Stand der Technik	91
7.2.1	Feldfokussierung in tomographischen Systemen	91
7.2.2	Gradiometrische Spulenanordnungen	93
7.3	Vergleich der Systeme	94
8	Applikationen des Gradiometers	95
8.1	Mobiler Messaufbau für Feldversuche	96
8.2	Risserkennung an Lochblechen	99
8.3	Tumorerkennung in menschlichen Leberresektaten	103
8.4	Fettgehaltsbestimmung von Rattenlebern	105
9	Zusammenfassung und Ausblick	107
A	Appendix	109
A.1	Quasianalytische Modellierung in Matlab	110
A.2	Messergebnisse - Aufbau einer gradiometrischen Spulenanordnung	111
A.3	Messergebnisse - kompensierte Systeme mittels Gradiometer - Tastspulen	112
A.4	Spannungsgesteuerte Stromquelle zur Ansteuerung der Senderspulen . . .	113
A.5	Auswertung der Messsignale durch Goertzel-Algorithmus	115
A.6	Beschreibung des Mischers	117
	Literaturverzeichnis	119

Abbildungsverzeichnis**131****Tabellenverzeichnis****137**

Abkürzungen und Symbole

Abkürzungen:

CT	Computertomographie
DDS	Direct Digital Synthesis
FEA	Finite Elemente Analyse
MIT	Magnetische Induktions-Tomographie
PCB	Printed circuit board
POM	Polyoxymethylen
SQUID	Superconducting quantum interference device

Formelzeichen:

Bei den gewählten Bezeichnungen und mathematischen Symbolen werden folgende Konventionen angewendet:

- Symbole für reelle oder komplexe Zahlen sind kursiv gedruckte lateinische oder griechische Buchstaben, wie z.B. a, α .
- Komplexe Größen werden mit einem Unterstrich gekennzeichnet, wie z.B. $\underline{\alpha}$. Ist die Größe zusätzlich konjugiert, wird dies mit einem Stern gekennzeichnet, wie z.B. $\underline{\alpha}^*$.
- Real- und Imaginärteil einer komplexen Größe werden mit Hochkommata gekennzeichnet. Der Realteil mit einem Hochkomma, der Imaginärteil mit zwei Hochkommata, wie z.B. $\underline{\alpha} = \alpha' + j\alpha''$.
- Vektoren sind lateinische Buchstaben mit einem Vektorpfeil, wie z.B. \vec{a} .
- Räumliche Abhängigkeiten bei Folgen werden als Index, z.B. $A_{x,y,z}$, und bei Skalaren und Vektoren in Klammern angegeben, z.B. $A(x, y, z)$.

Lateinische Buchstaben

\vec{A}	Vektorpotential
\vec{a}_3	Fläche der Leiterschleife 3 (Probekörper) in m^2
A_D	Drahtquerschnitt (Kupferleiter+Isolation) in mm^2
a_S	Drahtquerschnittsfläche des Senders S in mm^2
B_w	Wickelbreite in mm
\vec{B}	magnetische Induktion T
\vec{B}	Magnetische Flussdichte in Vs/m^2
\vec{B}_S	Magnetische Flussdichte erzeugt vom Sender S in Vs/m^2
\vec{e}_{B1}	Einheitsvektor in Richtung \vec{B}_1 ausgehend vom Sender (dimensionslos)
\vec{e}_{B2}	Einheitsvektor in Richtung \vec{B}_2 ausgehend vom Empfänger (dimensionslos)
\vec{e}_{coil}	Stromrichtung in der Senderspule
C	Blindleitwert bzw. Suszeptanz
c_1, c_2, c_3	Funktionen des Füllfaktors k_{Cu}
c_4	
\vec{D}	elektrische Verschiebungsdichte in C/m^2

d_{DCu}	Drahtdurchmesser (Kupferleiter+Isolation) in mm
d_x	Abstand zwischen zwei Prüfkörpern in x -Richtung in mm
d_z	Abstand zwischen zwei Prüfkörpern in z -Richtung in mm
\vec{E}	elektrische Feldstärke in V/m
f	Erregerfrequenz in Hz
G	Wirkleitwert bzw. Konduktanz
H_w	Wickelhöhe in mm
\vec{H}	magnetische Feldstärke in A/m
i_1	Strom der durch eine Leiterschleife L_1 fließt in A
i_2	Strom der durch eine Leiterschleife L_2 fließt in A
i_3	Strom der durch Probekörper fließt in A
I_{S1}	Strom, der durch Senderspule $S1$ fließt in A
I_{S2}	Strom, der durch Senderspule $S2$ fließt in A
\vec{J}	Leitungsstromdichte in A/mm ²
\vec{J}_e	eingeprägte Stromdichte in A/mm ²
k_{CM}	Korrekturfaktor zwischen den Ergebnissen der geometrischer Modellierung in Comsol und den quasianalytischen Berechnungen in Matlab
k_{Cu}	Kupferfüllfaktor in %
l	Abstand zwischen Tastspule und Prüfkörper in x -Richtung in mm
L	Leiterschleife, Induktivität in H
L_1	Leiterschleife/Induktivität Sender in H
L_2	Leiterschleife/Induktivität Probekörper in H
L_3	Leiterschleife/Induktivität Empfänger in H
\vec{M}_m	magnetisches Dipolmoment in Am ²
M_{12}	Kopplungsinduktivität zwischen Sender und Empfänger in H, bzw. Gegeninduktivität die vom Empfänger auf den Sender wirkt
M_{13}	Kopplungsinduktivität zwischen Sender und Probekörper in H, bzw. Gegeninduktivität die vom Probekörper auf den Sender wirkt
M_{21}	Kopplungsinduktivität zwischen Empfänger und Sender in H, bzw. Gegeninduktivität die vom Sender auf den Empfänger wirkt
M_{23}	Kopplungsinduktivität zwischen Empfänger und Probekörper in H, bzw. Gegeninduktivität die vom Empfänger auf den Probekörper wirkt

M_{31}	Kopplungsinduktivität zwischen Probekörper und Sender in H, bzw. Gegeninduktivität die vom Sender auf den Probekörper wirkt
M_{32}	Kopplungsinduktivität zwischen Probekörper und Empfänger in H, bzw. Gegeninduktivität die vom Probekörper auf den Empfänger wirkt
N	Anzahl der Drahtwindungen
\vec{Q}_3	Fläche des Probekörpers in mm ²
\vec{r}	Radius eines Ringleiters in mm
\vec{r}_0	Ortsvektor
R	Radius in mm
r_a	Radius der Transmissions - Tastspule $S2$ (außen) in mm
r_{Draht}	Radius des Spulendrahtes in mm
r_i	Radius der Transmissions - Tastspule $S1$ (innen) in mm
r_{Lack}	Radius des Kupferlack in mm
r_S	Radius Tastspule in mm
r_{S1}	Radius der Gradiometer - Tastspule $S1$ in mm
r_{S2}	Radius der Gradiometer - Tastspule $S2$ in mm
r_{sp}	Radius des Prüfkörpers in mm
\hat{x}	Einheitsvektor x
\hat{y}	Einheitsvektor y
\underline{Y}	komplexe Admittanz
\hat{z}	Einheitsvektor z

Griechische Buchstaben

δ	Eindringtiefe der Wirbelströme in mm
ϵ_0	absolute Permittivität in As/Vm
ϵ_r	relative Permittivität
κ	Konstante, abhängig von elektrischen und magnetischen Materialparametern
μ_0	absolute Permeabilität in Vs/Am
μ_{eff}	komplexe Permeabilität in Comsol [®]
μ_r	relative Permeabilität (dimensionslos)
ω	Kreisfrequenz in s ⁻¹
Ω	Frequenz (dimensionslos) als Hilfe in Comsol [®]
ϕ_3	magnetischer Fluss in Probekörper in Vs
ρ	elektrische Raumladungsdichte in C/m ³

σ	elektrische Leitfähigkeit in S/m
σ_{eff}	komplexe Leitfähigkeit in Comsol [®]
ϱ_r	relativer spezifischer Widerstand (dimensionslos)

Vorwort

Diese Dissertation entstand während meiner Tätigkeit als wissenschaftliche Mitarbeiterin am Institut Mess- und Sensortechnik der Hochschule Ruhr West, in Mülheim an der Ruhr. Durch die Kooperationspartner aus dem Universitätsklinikum Essen, dem Universitätsklinikum Jena sowie Olympus Surgical Technologies Europe mit Sitz in Hamburg entstanden in dem Forschungsprojekt zahlreiche interessante, interdisziplinäre und inspirierende Diskussionen und Fragestellungen mit Personen aus verschiedenen Fachrichtungen.

An dieser Stelle möchte ich mich bei der Vielzahl der Menschen bedanken, die mich auf meinem Weg begleitet, unterstützt und mir die Bearbeitung dieses Themas ermöglicht haben. Folgende Personen möchte ich besonders hervorheben:

Meiner Doktormutter Frau Prof. Dr.-Ing. Olfa Kanoun danke ich sehr für ihr großes Interesse an der bearbeiteten Fragestellung und die zahlreichen wertvollen Diskussionen die wir zusammen hatten. Ihre Hilfestellungen, auch in methodischen Belangen, sowie ihre konstruktiv kritischen Anmerkungen haben zum Gelingen dieser Arbeit entscheidend beigetragen. Danke für die Geduld, für ein immer offenes Ohr, die Motivation und dass sie mich in der Zeit vieles weit über meine Doktorarbeit hinaus lehrte.

Besonderer Dank gilt Herrn Prof. Dr.-Ing. Jörg Himmel. Er begleitete mich sowohl während meiner Zeit als studentische Hilfskraft und wissenschaftliche Mitarbeiterin in seiner Arbeitsgruppe sowie der gesamten Promotionsphase als Mentor. Jederzeit stand er mir mit seinem Fachwissen bei inhaltlichen und methodischen Fragen zur Seite und verstand es, mich in den richtigen Momenten zu motivieren. Ich danke ihm für seine Unterstützung, die vielen Diskussionen bis in die Abendstunden, die fachlichen sowie außerfachlichen Ratschläge und sehr wertvollen Denkanstöße.

Ein großer Dank gilt der Arbeitsgruppe des Instituts für Mess- und Sensortechnik der Hochschule Ruhr West, den Professoren und den wissenschaftlichen Mitarbeitern. Danke für die fachlichen Diskussionen, für die vielen Fragen an den richtigen Stellen, für die Hilfestellungen und für die schöne Zeit, die ich nie vergessen werde.

Ich danke vom Herzen meinem Ehemann José und meinem Sohn Bijan. Sie haben mir stets den Rücken frei gehalten, an mich geglaubt, mich in allen schwierigen Situationen aufgefangen und mir den notwendigen familiären Rückhalt zur Durchführung dieser Arbeit gegeben. Danke für die endlose Geduld und die moralische Unterstützung.

Mein besonderer Dank gilt meiner Mutter Shohreh. Sie hat mich immer unterstützt und nie aufgehört an mich zu glauben. Danke für das große Interesse an meiner Arbeit, für die Liebe und Stärke, die Zeit, die Motivation und für die stetige Unterstützung.

1. Einleitung

1.1 Motivation

Sowohl in der industriellen als auch in der medizinischen Messtechnik wird die Wirbelstrommesstechnik, zur Erfassung lokaler Anomalien im elektromagnetischen Streufeld des zu untersuchenden Objektes, bereits seit Jahrzehnten eingesetzt. Das Verfahren ist bei allen elektrisch leitfähigen Prüfkörpern anwendbar. In der industriellen Messtechnik wird diese Technik beispielsweise zur zerstörungsfreien Materialprüfung eingesetzt [1–6]. In der medizinischen Messtechnik wird die Wirbelstromtechnik zur nichtinvasiven Erfassung der elektrischen Eigenschaften von biologischem Gewebe eingesetzt. Diese kann Aufschluss über den Gewebezustand liefern [7–12].

Zur Wirbelstromprüfung werden in der aktuellen Forschung und Entwicklung zur Anwendung in industriellen und medizinischen Fragestellungen unterschiedliche Spulenanordnungen untersucht und optimiert. Die Motivation dieser Dissertation ist es, durch Verbesserung der Spuleneigenschaften, neue Anwendungsbereiche für die Wirbelstromprüfung zu erschließen.

1.2 Problemstellung

Als Wirbelstromsensor wird die Anordnung einer Sendereinheit zusammen mit einer Empfängereinheit bezeichnet. Für diverse Anwendungen aus der industriellen und medizinischen Messtechnik kommen unterschiedliche Sensorgeometrien und -systeme zum Einsatz. Dabei gibt es, wie in Abbildung 1.1 gezeigt, vier grundlegende Anordnungen. Die Systeme mit Außendurchlaufspulen und Innendurchlaufspulen (Abbildung 1.1 a) und b)) sind sehr stark lageabhängig und finden meist nur dann Anwendung, wenn Anordnungen mit Tastspulen (Abbildung 1.1 c) und d)) nicht in Frage kommen.

In dieser Arbeit liegt aus diesem Grund der Fokus auf den Sensorgeometrien der Tastspulen (Abbildung 1.1 c)) und Transmissions - Tastspulen (Abbildung 1.1 d)).

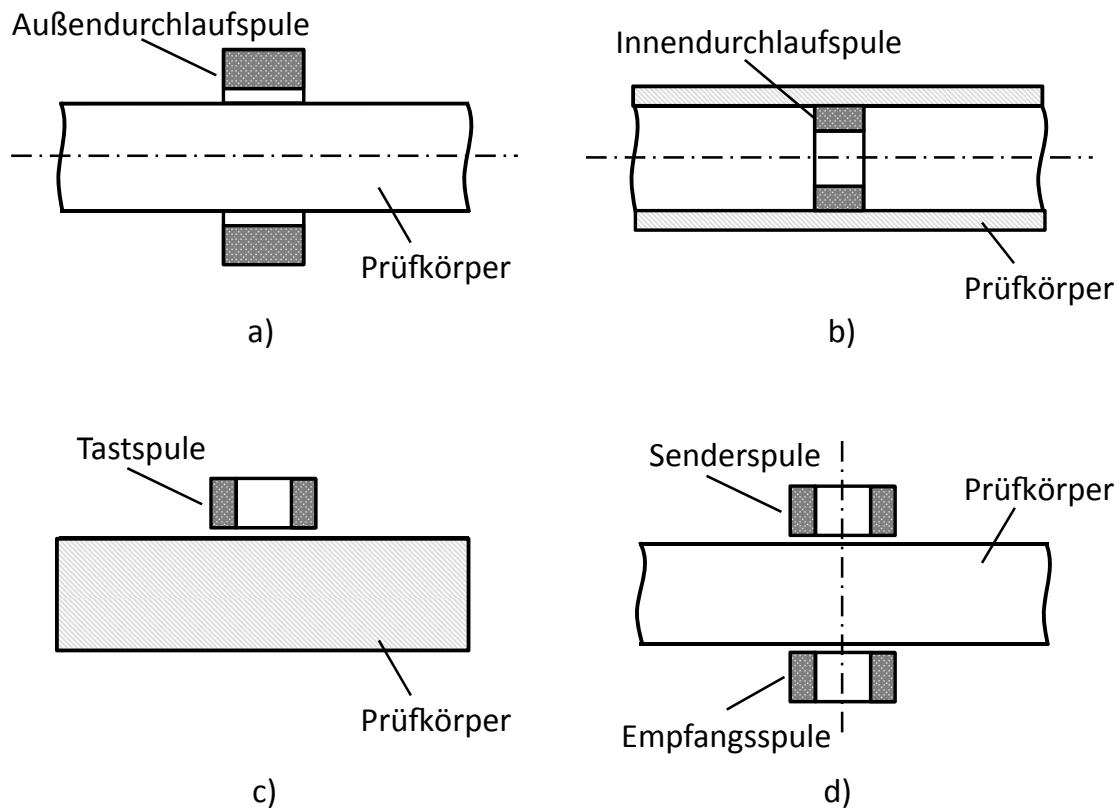


Abbildung 1.1: Schnittdarstellung einer Prüfspulenanordnungen für Wirbelstromanwendungen nach DIN 54140, a) Außendurchlaufspule, b) Innendurchlaufspule, c) Tastspule, d) Transmissions-Tastspule [13]

1.2.1 Tomographische Systeme mit Transmissions - Tastspulen

Die magnetische Induktionstomographie (MIT) ist ein nichtinvasives, berührungsloses bildgebendes Verfahren um räumliche Änderungen der komplexen elektrischen Leitfähigkeit eines Materials zu rekonstruieren. Entwickelt wurde diese Methode für industrielle sowie medizinische Anwendungen. [14]

Mit Hilfe einer Senderspule wird ein magnetisches Wechselfeld erzeugt, wodurch sich in einem zu untersuchenden elektrisch leitfähigen Prüfkörper Wirbelströme ausbreiten. Das entstehende sekundäre Magnetfeld ist abhängig von der elektrischen Leitfähigkeit σ , der Permittivität ϵ sowie der Permeabilität μ des zu untersuchenden Prüfkörpers. Durch den zu untersuchenden Prüfkörper entsteht im primären magnetischen Wechselfeld B_0 eine Störung mit der Amplitude ΔB , die in den Empfängerspulen eine Spannungsänderung ΔU und U_0 induziert. $U_0 \pm \Delta U$ enthält Informationen über die Leitfähigkeitsverteilung des Prüfkörpers. Das Vorwärtsproblem ist ein Wirbelstromproblem, das für einfache Geometrien analytisch gelöst werden kann.

Um eine Bildrekonstruktion durchführen zu können, muss das inverse Problem gelöst werden. Bei der Betrachtung des Vorwärtsproblems der konventionellen medizinischen Bildgebung wie beispielsweise bei Röntgen-CT's folgt die Sensitivität, ausgehend von der Röntgenquelle bis zur Detektion, einem geradlinigen Linienmuster. Somit kann ein Prüfkörper entlang eines Pfades durch Abschwächung der Röntgenstrahlen in dem Prüfkörper mit einem Detektor gut lokalisiert werden. Die Lokalisierung, beziehungsweise die Lösung des inversen Problems, ist durch das gut gestellte Problem weniger komplex. In der MIT hingegen ist aufgrund des divergenten Charakters des magnetischen Feldes der Empfindlichkeitspfad zwischen Erregung und Empfang im Vergleich zum CT nicht mehr konstant. Hier ist die Empfindlichkeit abhängig von der Position des Prüfkörpers im Messvolumen. Prüfkörper, die sich in der Nähe der Sende- oder Empfängerspule befinden werden sehr gut lokalisiert. Je größer der Abstand zwischen Prüfkörper und Sender- bzw. Empfangseinheit, desto schlechter die Lokalisierung bzw. die Empfindlichkeit des Systems. Prüfkörper im Feld können nicht mehr durch einfache Rekonstruktionsalgorithmen lokalisiert werden. Darüber hinaus beeinflusst ein elektrisch leitender Prüfkörper das Messsystem, das die MIT mathematisch aufwändiger macht. Aufgrund dieses schlecht gestellten inversen Problems ist die MIT komplexer als andere tomographische Methoden. [15]

1.2.2 Kompensierte Systeme mit Gradiometer - Tastspulen

Gradiometer werden oft eingesetzt, da sie gegenüber homogenen Magnetfeldern weitgehend unempfindlich und dadurch in der Lage sind Anomalien zu erfassen, die einige Größenordnungen kleiner sind als das Magnetfeld der Erde. In der industriellen Messtechnik dienen Gradiometer beispielsweise zur elektromagnetischen, zerstörungsfreien Werkstoffprüfung. In der medizinischen Messtechnik werden sie in der Forschung zur Bestimmung der elektrischen Eigenschaften von biologischem Gewebe verwendet. Es lassen sich unter anderem Rückschlüsse auf den Gesundheitszustand des jeweiligen Gewebes schließen [11]. Die klinische Anwendbarkeit von Gradiometern wurde bereits in [16], [17] und [18] veröffentlicht. Dabei wurde in unterschiedlichen klinischen Studien gezeigt, wie man beispielsweise durch Anwendung eines Gradiometers, tumöses von gesundem Lebergewebe unterscheiden kann. Weitere veröffentlichte klinischen Studien [18] zeigten, wie man durch diese Technik auch kleinste Änderungen im Fettgehalt von Rattenlebern nachweisen kann.

In der Praxis ist jedoch die Technik aufgrund der fehlenden Reproduzierbarkeit problematisch. Die Empfindlichkeit eines Gradiometers hängt unter anderem von seiner Verstärkung ab, welche sich nicht einfach einstellen lässt [19] [20].

Es ist nur mit sehr großem Aufwand möglich individuell abgleichbare Gradiometer

aufzubauen und damit reproduzierbare Eigenschaften zu gewährleisten, um beispielsweise Sensorarrays mit vorherbestimmbaren physikalischen Eigenschaften herzustellen.

1.3 Aufgabenstellung

Wie bereits in den Kapitel 1.1 und 1.2 beschrieben, haben magnetisch-induktive-Techniken für die zerstörungsfreie Materialprüfung viele Vorteile. Das Hauptaugenmerk bei der zerstörungsfreien Materialprüfung liegt oftmals auf der Empfindlichkeit, mit der das System den Prüfkörper detektiert, der Robustheit der Systeme auf Störungen, sowie der Reproduzierbarkeit der Systeme. Wie in Kapitel 1.2 beschrieben, erfüllen die beiden Systeme aus Transmissions - Tastspulen und Gradiometer - Tastspulen diese Anforderungen nicht. Das Ziel und die Aufgabe dieser Dissertation ist es, die beiden beschriebenen Sensoranordnungen aus den Kapiteln 1.2.1 und 1.2.2 zu spezifizieren, vergleichend gegenüberzustellen und auf dieser Basis die Eigenschaften zu verbessern, um die Anforderungen an die Empfindlichkeit sowie der Reproduzierbarkeit zu erfüllen. Zudem sollen die technischen Grenzen sowie mögliche Anwendungsgebiete der Systeme aufgezeigt werden. Zur Herstellung der unmittelbaren Vergleichbarkeit findet eine Integration bekannter Systeme in die optimierten Versuchsaufbauten statt.

1.3.1 Tomographische Systeme mit Transmissions - Tastspulen

Wie in Kapitel 1.2.1 beschrieben ist der Nachteil von tomographischen Systemen mit Transmissions - Tastspulen die geringe Empfindlichkeit. Magnetfeldlinien werden im Gegensatz zu beispielsweise Röntgenstrahlen nicht einfach im Material absorbiert, sondern materialabhängig eher nur verdrängt und können Hindernisse quasi umwinden. Die Magnetfeldlinien verlaufen im Gegensatz zu Röntgenstrahlen nicht geradlinig, sondern gekrümmt und in geschlossener Bahn. Die weiteren Nachteile, die bei den bekannten Systemen hierdurch entstehen, sind die für die Lösung des inversen Problems erforderlichen großen Rechenzeiten und die bei der Bildrekonstruktion entstehenden Messunsicherheiten in Abhängigkeit der Qualität der elektrischen Messwerte. In dieser Arbeit soll untersucht werden, wie die Vorteile der Computertomografie auf die unschädliche Methode des MIT (Magnet-Impedanz-Tomographie) übertragen werden können. Von Interesse ist die Fragestellung, wie die Magnetfeldtopologie so verändert werden kann, dass die räumliche Verteilung der Empfindlichkeit im Messvolumen zwischen Senderspulen und Empfangspulen gleichmäßiger wird. Auf diese Weise könnte ein herkömmlich schlecht gestelltes Problem in ein besser gestelltes Problem überführt werden. Dies würde zu einer besseren Objekterkennung und Auflösung führen.

1.3.2 Kompensierte Systeme mit Gradiometer - Tastspulen

Wie in Kapitel 1.2.2 beschrieben, hängt die Empfindlichkeit bei kompensierten Systemen mit Gradiometer - Tastspulen von der Verstimmung ab, welche sich nicht einfach einstellen lässt. Es ist nur sehr schwer möglich individuell abgleichtbare Gradiometer aufzubauen und damit reproduzierbare Eigenschaften zu gewährleisten. Gegenstand der Untersuchungen mit Tastspulen aus Abbildung 1.1 sind axiale Gradiometer unterschiedlicher geometrischer Verstimmung. In dieser Arbeit soll untersucht werden, welchen Einfluss unterschiedliche Verstimmungen des Gradiometers auf das Messsignal haben. Es soll die Möglichkeit geprüft werden, die es, ähnlich zu [21], erlaubt, eine geometrische Verstimmung eines Gradiometers elektrisch einstellbar zu machen. So könnte die Verstimmung, ohne die Verwendung von SQUID's und unabhängig von Fertigungstoleranzen, nahezu eliminiert und das Gradiometer in einen definierten Grundzustand gebracht werden. Darüber könnte so die Möglichkeit bestehen das Gradiometer gezielt und definiert zu verstimmen. Erst durch diese Einstellung ist eine Reproduzierbarkeit gegeben und damit die Möglichkeit ein Array aus mehreren Gradiometern zur flächendeckenden Messung zu erstellen.

1.4 Struktur der Arbeit

In Abbildung 1.2 ist die Struktur der Arbeit abgebildet. Diese Arbeit wird motiviert durch die Vorteile magnetisch-induktiver Techniken (Kapitel 1.1). Sie sind berührungslos, unschädlich, einfach im Aufbau und resistent gegen Verschmutzungen. Nachteilig ist jedoch die unzureichende Empfindlichkeit sowie die Reproduzierbarkeit solcher Systeme (Kapitel 1.2). Ziel dieser Arbeit ist es, die magnetisch-induktiven Eigenschaften von Tastspulen anhand der beiden Sensoranordnungen aus den Kapiteln 1.2.1 und 1.2.2 zu verbessern (Kapitel 1.3).

In Kapitel 2 werden die Physik und Technologie, die zum Verständnis der in dieser Arbeit verwendeten Methoden dienen, beschrieben.

In Kapitel 3 wird der Stand der Forschung und Entwicklung aufgezeigt und die Problemstellung bei der Verwendung von Transmissions - Tastspulen und Gradiometer - Tastspulen vertieft. Aus dieser Bewertung folgt der Lösungsansatz in Kapitel 4.

Um die beiden Spulenanordnungen unmittelbar vergleichend gegenüberzustellen wird ein quasianalytisches Modell (Kapitel 4), ein geometrisches Modell (Kapitel 5) sowie ein experimenteller Versuchsaufbau (Kapitel 6) entwickelt. In diesen 3 Bereichen werden sowohl bekannte Systeme integriert, als auch die verbesserten Systeme untersucht.

In Kapitel 7 werden sowohl die theoretischen mit den experimentell ermittelten Ergebnissen, als auch mit dem Stand der Technik verglichen.

Anschließend werden die technischen Grenzen der Systeme vergleichend gegenübergestellt (Kapitel 7.3) und Beispiele für Anwendungsgebiete aufgezeigt (Kapitel 8). Die Arbeit wird abschließend in Kapitel 9 zusammengefasst und ein Ausblick in weitere Arbeiten gegeben.

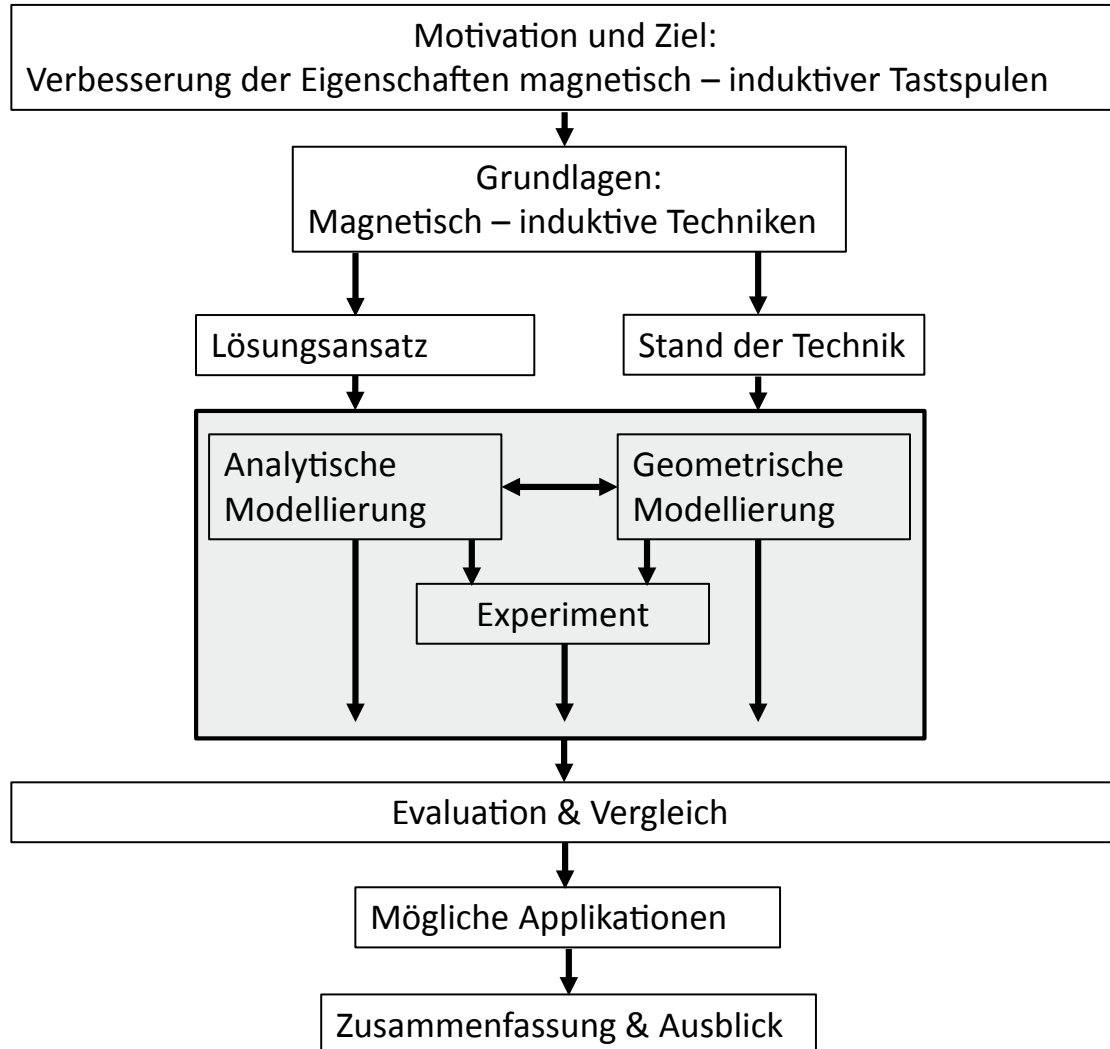


Abbildung 1.2: Struktur der Arbeit

2. Grundlagen der induktiven Wirbelstromverfahren

In diesem Kapitel wird die Theorie der induktiven Wirbelstromverfahren beschrieben, die dieser Arbeit als Grundlage dient. Wie in Kapitel 1.2 erwähnt, werden in dieser Dissertation zwei spezielle Sensoranordnungen (Abbildung 1.1) betrachtet. Diese werden in den Kapiteln 2.3 und 2.4 näher beschrieben und in den Folgekapiteln analytisch (Kapitel 4), geometrisch (Kapitel 5) und experimentell (Kapitel 6) untersucht und optimiert.

2.1 Prinzip des Wirbelstromverfahrens

Das Prinzip und die Wirkungsweise von Wirbelstromverfahren sowie Realisierungsmöglichkeiten und typische Anwendungen sind umfassend in der Literatur [22], [23], [24], [25] beschrieben. Wichtiger Bestandteil bei der Wirbelstrommessung ist die Wirbelstromerzeugung. Ziel ist es, am Untersuchungsort eine hohe Stromdichte j zu erzeugen. Diese Stromdichte wird mithilfe eines Anregungsinduktors realisiert, dessen Eigenschaften von der Geometrie, Lage, Größe, Form und Material des zu untersuchenden Prüfkörpers abhängen. Der Induktor, im folgenden mit Senderspule bezeichnet, erzeugt ein Wechselfeld [26]. Befindet sich ein elektrisch leitender Prüfkörper in der Nähe der Senderspule, so passieren die Magnetfeldlinien den Prüfkörper und induzieren in diesem Wirbelströme. Diese Wirbelströme bilden, gemäß der Lenzschen Regel, wiederum ein elektromagnetisches Feld, welches dem Spulenfeld entgegenwirkt und gemessen werden kann [27].

Die Wirbelstrommessung basiert auf den physikalischen Gesetzmäßigkeiten der elektromagnetischen Felder. Die Maxwellgleichungen 2.1 bis 2.4 beschreiben den Zusammenhang zwischen zeitlichen und räumlichen Änderungen der elektromagnetischen Felder [28]. Dabei beschreibt \vec{H} die magnetische Feldstärke, \vec{J} die Leitungsstromdichte, \vec{J}_e

die eingeprägte Stromdichte, \vec{E} die elektrische Feldstärke, \vec{B} die magnetische Induktion, \vec{D} die elektrische Verschiebungsstromdichte und ρ die elektrische Raumladungsdichte.

Gleichung 2.1 beschreibt das Durchflutungsgesetz, welches besagt, dass jede Änderung der elektrischen Feldstärke \vec{E} oder der Flussdichte \vec{D} in Abhängigkeit der Zeit ein magnetisches Feld \vec{H} erzeugen.

$$\text{rot}\vec{H}(\vec{r}, t) = \vec{J}(\vec{r}, t) + \vec{J}_e(\vec{r}, t) + \frac{\partial \vec{D}(\vec{r}, t)}{\partial t} \quad (2.1)$$

Gleichung 2.2 ist das Induktionsgesetz. Es besagt, dass eine Änderung der magnetischen Flussdichte \vec{B} oder Feldstärke \vec{H} in Abhängigkeit der Zeit ein elektrisches Feld \vec{E} erzeugen.

$$\text{rot}\vec{E}(\vec{r}, t) = -\frac{\partial \vec{B}(\vec{r}, t)}{\partial t} \quad (2.2)$$

Das Gaußsche Gesetz des Magnetismus, Gleichung 2.3, beschreibt, dass die, in die Volumenoberfläche eintretenden, magnetischen Feldlinien, gleich den aus der Volumenoberfläche austretenden Feldlinien sind. Magnetfelder sind somit quellenfrei.

$$\text{div}\vec{B}(\vec{r}, t) = 0 \quad (2.3)$$

Gleichung 2.4 beschreibt das Gaußsche Gesetz für elektrische Felder. Es besagt, dass ein elektrisches Feld, welches über eine Oberfläche in ein Volumen eindringt, innerhalb des Volumens enden kann. Elektrische Felder sind somit Quellenfelder. Die Quelle des elektrischen Feldes \vec{E} sind die, von seiner Hüllfläche, eingeschlossenen Raumladungen ρ .

$$\text{div}\vec{D}(\vec{r}, t) = \rho(\vec{r}, t) \quad (2.4)$$

Für lineare und isotrope Prüfkörper gelten die folgenden Materialgleichungen, die den Zusammenhang zwischen den magnetischen und elektrischen Feldgrößen beschreiben. Dabei beschreibt μ die Permeabilität als Produkt aus der relativen Permeabilität μ_r und der Permeabilität im Vakuum μ_0 . ϵ ist die Permittivität als Produkt aus der relativen Permittivität ϵ_r und der Permittivität im Vakuum ϵ_0 . σ beschreibt die elektrische Leitfähigkeit.

$$\vec{B}(\vec{r}, t) = \mu \cdot \vec{H}(\vec{r}, t) \quad (2.5)$$

$$\vec{D}(\vec{r}, t) = \epsilon \cdot \vec{E}(\vec{r}, t) \quad (2.6)$$

$$\vec{J}(\vec{r}, t) = \sigma \cdot \vec{E}(\vec{r}, t) \quad (2.7)$$

Unter Vorgabe der räumlichen Verteilung, der zeitlichen Abhängigkeit der Feldquellen \vec{J} und \vec{J}_e , sowie der Kenntnis über die Materialkenngrößen ist es mit Hilfe der oben genannten Gleichungen sowie geeignete Rand- und Übergangsbedingungen möglich die Feldgrößen \vec{H} , \vec{B} , \vec{E} , \vec{D} in der Nähe des Prüfkörpers zu berechnen.

Die Senderspule erzeugt durch einen sinusförmigen elektrischen Wechselstrom der Stärke I und der Kreisfrequenz $\omega=2\pi f$ eine magnetische Flussdichte, die in einem Prüfkörper der elektrischen Leitfähigkeit σ und der magnetischen Permeabilität μ nach dem Induktionsgesetz eine Stromdichte \vec{J}_e induziert. Nach der Lenzschen Regel erzeugt dieser Wirbelstrom eine magnetische Flussdichte, die ihrer Ursache entgegengerichtet ist. Es gilt dabei, mit dem magnetischem Fluss ϕ im Prüfkörper, nach Maxwell:

$$\vec{J}_e = \sigma \cdot \vec{E} + \frac{\partial \vec{D}}{\partial t} \quad (2.8)$$

$$\oint \vec{E} ds = -\frac{\partial \phi}{\partial t} \quad (2.9)$$

Ist bei einem sinusförmigen, zeitveränderlichen Erregerfeld, die Eindringtiefe groß gegenüber den zu messenden Bereichen gilt nach Maxwell für die Stromdichte im Prüfkörper, unter Zuhilfenahme der Materialgleichung 2.6, der Zusammenhang aus Gleichung 2.10 [29]:

$$\vec{J}_e = \sigma \cdot \vec{E} + i\omega\epsilon\vec{E} \quad (2.10)$$

Nach Gleichung 2.2 gilt für eine Leiterschleife mit einem beliebigen Radius r für die radiale Komponente der elektrischen Feldstärke E_{rad} Gleichung 2.11 mit dem magnetischen Fluss ϕ :

$$E_{rad}2\pi r \propto -i\omega\phi \quad (2.11)$$

Für die gesamte Stromdichte im Prüfkörper J_{ges} gilt mit Gleichung 2.11 und Gleichung 2.10 die Gleichung:

$$J_{ges} \propto \phi(-i\omega\sigma + \epsilon\omega^2) \quad (2.12)$$

Eine, in einem Prüfkörper, induzierte Stromdichte erzeugt zwei Magnetfeldkomponenten, von der eine proportional zur Frequenz der Senderfeldes ist und die zweite um 90° phasenverschoben zum Senderfeld wirkt. Verschiebungsströme tragen mit einer Komponente bei, die proportional zum Quadrat der Frequenz ist und in Phase mit dem Erregerfeld schwingt. Zum erregenden magnetischen Fluss addiert sich eine reale und imaginäre Komponente, welche jeweils ein Maß für die Permittivität ϵ und die elektrische Leitfähigkeit σ des Prüfkörpers darstellen [29].

2.2 Eindringtiefe der Wirbelströme

Die Wirbelstromprüfung ist durch die Eindringtiefe der Wirbelströme begrenzt. Das heisst, dass in einem elektrisch leitfähigen Objekt die Amplitude des externen Wechselfeldes, und damit auch die Wirbelstromdichte, mit zunehmender Tiefe abnimmt. Je kleiner die Distanz zwischen Spule und Prüfkörper, desto größer ist die messbare Signalamplitude. Dies ist der Grund warum Prüfkörperoberflächen mit größeren Signalamplituden nachgewiesen werden können. Als Eindringtiefe der Wirbelströme wird diejenige Tiefe bezeichnet, bei der die Amplitude der Wirbelströme aus den Wert $1/e$ abgefallen ist. Dabei gilt die Definition der Eindringtiefe nur für Vollmaterial als Kern in einer unendlich langen Zylinderspule. Die Eindringtiefe kann dabei näherungsweise mit

$$\delta = \frac{1}{\sqrt{\pi \cdot \sigma \cdot \mu_0 \cdot \mu_r \cdot f}} \quad (2.13)$$

berechnet werden. Dabei ist die Eindringtiefe δ von der Erregerfrequenz f , der elektrischen Leitfähigkeit σ und der relativen Permeabilität μ_r des Prüfkörpers abhängig. [30]

Bei einer Leitfähigkeitsmessung kann die Dicke des Prüfkörpers erst vernachlässigt werden, wenn die Dicke mehr als die dreifache Eindringtiefe beträgt [31].

Ein ähnlicher Effekt ist in stromdurchflossenen Leitern zu beobachten. Hier ist die Stromdichte an der Leiteroberfläche (Skin) höher als im Inneren des Leiters [32]. Die zeitunabhängige Amplitude der Wirbelstromdichte J beträgt für ebene Wellen und unendlich

ausgedehnte homogene Prüfkörper mit α als Kehrwert der Skintiefe δ und J_e als Stromdichte an der Oberfläche des Prüfkörpers:

$$J = J_e \cdot e^{-\alpha z} \quad (2.14)$$

Da die Stromdichte J in Richtung z des Prüfkörperinneren exponentiell abnimmt und somit die gemessene Signalintensität gering ist, ist die Detektion tiefliegender Fehler bzw. Anomalien schwierig [27]. Formel 2.14 gilt nicht für ferromagnetische Prüfkörper sowie Anregungen mittels Spulen. In diesen Fällen können die Stromdichte und die Eindringtiefe durch eine Korrekturfunktion für unterschiedliche Anregungsgeometrien berechnet werden [33].

2.3 Tomographische Systeme mit Transmissions - Tastspulen

Bei MIT - Systemen werden Spulen als Sender und Empfänger gegenüberliegend angeordnet [34] [35]. Die Senderspule wird üblicherweise durch einen sinusförmigen Wechselstrom erregt und erzeugt somit einen veränderlichen magnetischen Fluss, der einen Strom in der Sensor-Spule induziert. Dieser magnetische Fluss wird in der Literatur als "Hintergrundsignal" bzw. background-signal bezeichnet [14]. Unter dem Hintergrundsignal B_0 versteht man den magnetischen Fluss ohne Einbringung eines elektrisch leitenden Prüfkörpers. Befindet sich ein elektrisch leitfähiger Prüfkörper im Raum zwischen Sender- und Empfängerspulen, so werden in diesem gemäß Abbildung 2.1 Wirbelströme induziert.

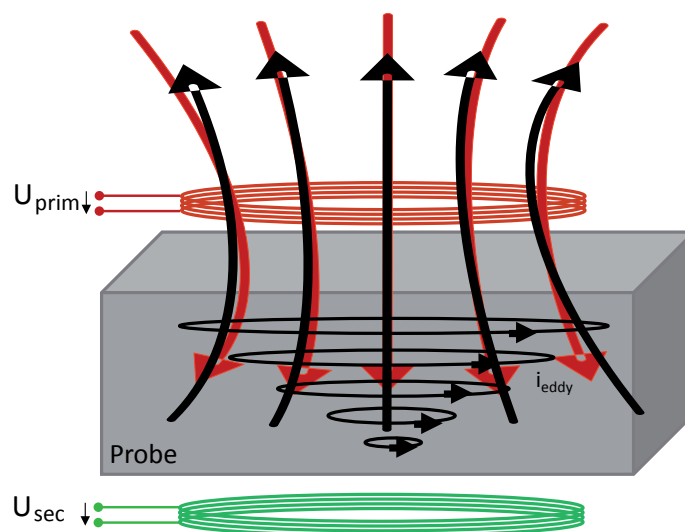


Abbildung 2.1: Tomographische Spulenanordnung

Diese Ströme erzeugen ihrerseits ein sekundäres Magnetfeld ΔB , das ein sekundäres, zur Leitfähigkeit des Objekts proportionales, Spannungssignal ΔU in den Sensorspulen induziert. Bei einer Anordnung aus jeweils einer Sender- und Empfängerspule, wie sie in der Literatur zu finden ist, ist dabei das Hintergrundsignal B_0 um einige Größenordnungen größer als das sekundäre Signal, das durch das Objekt hervorgerufen wird:

$$B_0 \gg \Delta B \quad (2.15)$$

Daraus resultiert ein schlechtes Verhältnis von Messsignal zu Hintergrundsignal. Je weiter das Objekt von Sender- (S) und Empfängereinheit (E) entfernt ist, desto kleiner wird ΔB und desto größer der Größenunterschied zwischen B_0 und ΔB . Dies führt zu einer wachsenden Unsicherheit der Messsignale und in der Folge der Bildrekonstruktion bei der MIT.

2.4 Kompensierte Systeme mit Gradiometer - Tastspulen

Als kompensierte Systeme mit Tastspulen sind unter anderem axiale Gradiometer bekannt. Dabei wird durch eine gezielte geometrische Anordnung der Spulen, der Einfluss des Erregerfeldes nahezu kompensiert.

Eine mit einem sinusförmigen Strom durchflossene Spule erzeugt ein primäres magnetisches Wechselfeld $B_{prim}(t)$ gemäß Abbildung 2.2 (rote Pfeile), welches mithilfe der Gesetze von Biot-Savart berechnet werden kann. Dieses Wechselfeld induziert nach dem Faradayschen Induktionsgesetz in einem elektrisch leitendem Material Wirbelströme I_e . Diese Wirbelströme sind ihrerseits nach der Lenzschen Regel von einem sekundären Magnetfeld $B_{sek}(t)$ (Abbildung 2.2 (schwarze Pfeile)) umgeben, das dem magnetischen Wechselfeld der Spule entgegenwirkt und es schwächt. In Messspulen induziert das primäre Wechselfeld $B_{prim}(t)$ eine Spannung $U_{ind} \propto dB/dt$. Hingegen induziert $B_{sek}(t)$ in den Messspulen eine Spannung U_{indsek} , welche 90 phasenverschoben zu U_{ind} ist. U_{indsek} besitzt einen Real- und einen Imaginärteil. Der Imaginärteil ist bei biologischem Gewebe dominant. [36] Zur Kompensation der Störfelder und der Erregung, werden zwei geometrisch gleiche Messspulen mit gegenläufigem Windungssinn konzentrisch und äquidistant zur Senderspule, d.h. mit gleichem Abstand zu beiden Seiten der Senderspule, angeordnet. Für den Idealfall, dass die Störung in beiden Messspulen gleich groß ist, wird ihre Wirkung durch den gegenläufigen Windungssinn nahezu kompensiert bzw. eliminiert. Durch Toleranzen bei der Fertigung ist die vollständige Störkompensation praktisch nicht umsetzbar. Jedoch hängt die Empfindlichkeit eines Gradiometers stark vom Grad seiner Verstimmung ab. Das heisst die Empfindlichkeit eines Gradiometers hängt davon ab, wie

gut das Gradiometer abgeglichen und somit gegenüber unerwünschten Feldkomponenten unempfindlich ist.

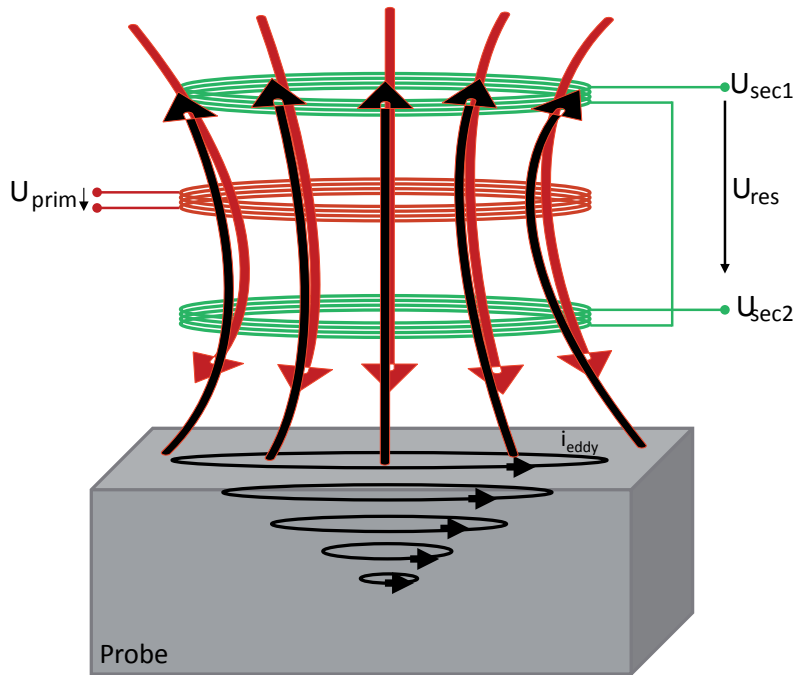


Abbildung 2.2: Gradiometrische Spulenanordnung

Da sich Gradiometer mechanisch nicht einfach abgleichen lassen, können sie auch nur schlecht reproduziert werden. Sie erreichen bei Anordnungen in Sensorarrays nicht die erwünschten gleichen physikalischen Eigenschaften.

2.5 Einfluss der Materialeigenschaften

Die Wirbelstromprüfung basiert auf der Änderung der frequenzabhängigen elektrischen Eigenschaften eines Prüfkörpers. Üblicherweise werden die frequenzabhängigen elektrischen Eigenschaften in der Literatur [37], [38] und [39] durch die Einführung der komplexen Leitfähigkeit $\underline{\sigma}$ (Gleichung 2.17), der komplexen Permittivität $\underline{\epsilon}$ (Gleichung 2.18) sowie der komplexen Admittanz \underline{Y} wie in Gleichung 2.16 beschrieben. Dabei beschreibt G den Wirkleitwert bzw. die Konduktanz und C den Blindleitwert bzw. die Suszeptanz. Die Parameter A und d ergeben sich aus dem Ersatzschaltbild eines Plattenkondensators und beschreiben die Fläche der Kondensatorplatten A und den Abstand zwischen den Kondensatorplatten d . σ' ist der Realteil der komplexen Leitfähigkeit $\underline{\sigma}$ und beschreibt die Stromdichte im Prüfkörper. Der Imaginärteil σ'' von $\underline{\sigma}$ ist die Verschiebestromdichte. ϵ'_r ist der Realteil der komplexen Permittivität $\underline{\epsilon}$ und beschreibt die Fähigkeit eines Prüfkörpers elektrische Feldenergie zu speichern. Der Imaginärteil ϵ''_r von $\underline{\epsilon}$ ist der Verlustfaktor.

$$\underline{Y} = G + j\omega C = (\sigma' + j\omega\epsilon_0\epsilon_r') \frac{A}{d} \quad (2.16)$$

$$\underline{\sigma} = \sigma' - j\omega\sigma'' \quad (2.17)$$

$$\underline{\epsilon}_r = \epsilon_r' - j\epsilon_r'' \quad (2.18)$$

Der Zusammenhang (Gleichung 2.19) zwischen der komplexen Leitfähigkeit $\underline{\sigma}$ und der komplexen Permittivität $\underline{\epsilon}$ ist dabei:

$$\underline{\sigma} = j\omega\epsilon_0\underline{\epsilon}_r \quad (2.19)$$

mit

$$\sigma'' = \omega\epsilon_0\epsilon_r' \quad (2.20)$$

$$\epsilon_0\epsilon_r'' = \frac{\sigma'}{\omega} \quad (2.21)$$

Die Erfassung der frequenzabhängigen elektrischen Eigenschaften dient sowohl industriellen als auch medizinischen Anwendungen. In industriellen Anwendungen können so beispielsweise Risse in Metallen detektiert werden. Ein Riss im Metall macht sich durch eine sprungartige Veränderung der elektrischen Leitfähigkeit σ bemerkbar, welche zu einer lokalen Wirbelstromverdrängung führt. In medizinischen Anwendungen können beispielsweise Tumore nachgewiesen werden, da diese eine höhere elektrische Leitfähigkeit haben als das umgebende gesunde Gewebe.

2.6 Empfindlichkeit des Magnetfeldes auf Inhomogenitäten

Ziel ist es die beiden beschriebenen Sensoranordnungen aus den Kapiteln 2.3 und 2.4 qualitativ und quantitativ zu vergleichen. Ein Gütekriterium ist dabei die Empfindlichkeit des Sensorsystems auf eine Störung r_3 im Raum (Abbildung 2.3). Das heisst, die Sensitivität, mit der ein Messsystem auf einen definierten magnetischen Probekörper r_3 im Raum reagiert. Dazu wird in der Literatur [40] oft der Ansatz der Reziprozität von Hermann von Helmholtz [41] gewählt. Dieser Ansatz beschreibt, dass die Ursache und Wirkung

in einem linearen passiven System vertauscht werden können. [42]. Im Folgenden wird zunächst das Modell in Abbildung 2.3 aufgestellt und die gesuchte Empfindlichkeit hergeleitet.

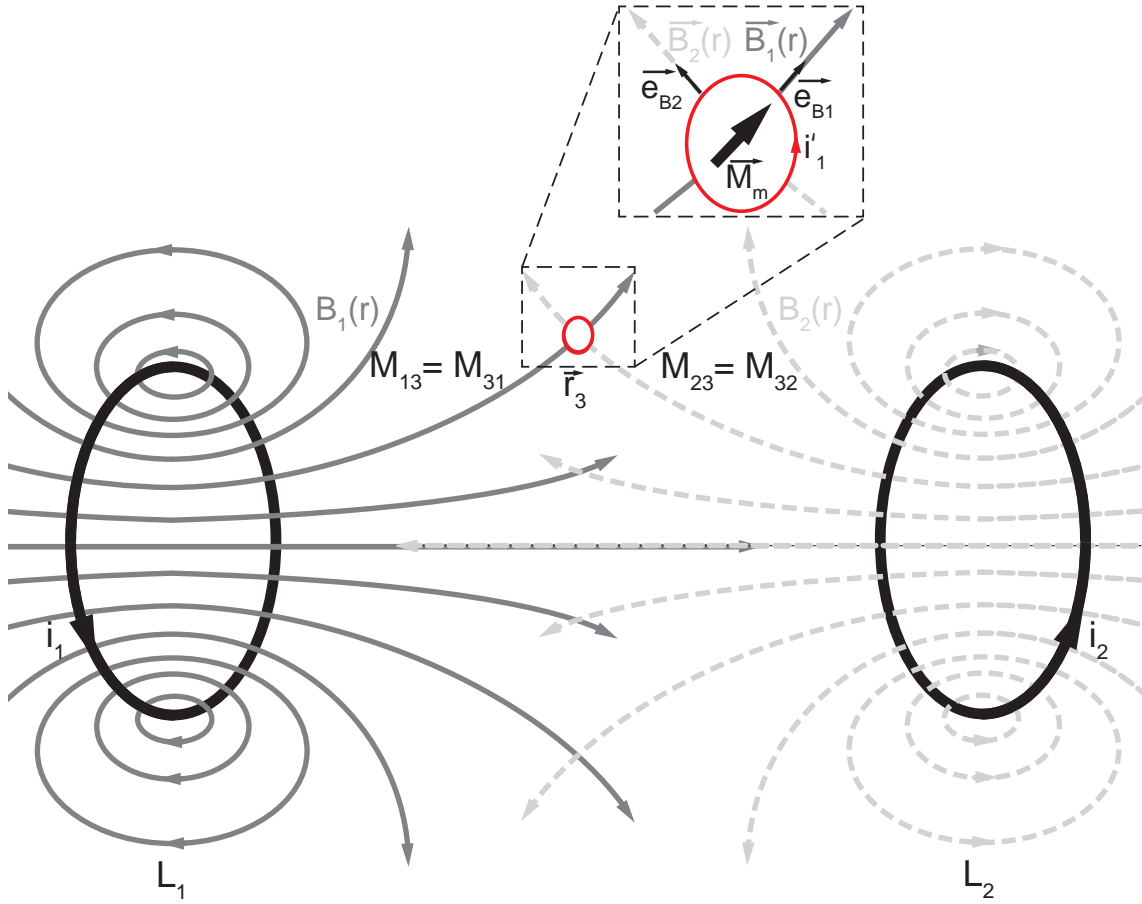


Abbildung 2.3: Transmissions-Spulenordnung bestehend aus einer Senderspule L_1 und einer Empfängerspule L_2 . L_1 und L_2 sind planparallel angeordnet. Im Raum zwischen L_1 und L_2 befindet sich am Ort \vec{r}_3 eine isotrope magnetische Kugel infinitesimaler Größe mit dem Radius R und einer relativen Permeabilität μ_r

Die Leiterschleife L_1 in Abbildung 2.3 wird von einem Strom i_1 durchflossen. Ein Teil des Flusses durch Leiterschleife L_2 wird verändert, sobald eine ferromagnetische Kugel in das Feld eingebracht wird. Befände sich am Ort der Kugel eine Leiterschleife, deren Ausrichtung die Feldausrichtung $\vec{B}_1(r_3)$ wäre, würde diese vom Feld

$$\phi_3 = M_{13} \cdot i_1 \quad (2.22)$$

durchsetzt. Dabei ist $M_{13} = M_{31}$ die Koppelinduktivität zwischen den Leiterschleifen L_1 und L_3 mit

$$M_{13} = \frac{\mu_0}{4\pi} \int_{L_1} \int_{L_3} \frac{d\vec{s}_1 d\vec{s}_3}{|\vec{x}_1 - \vec{x}_3|} \quad (2.23)$$

Entsprechend kann so das Magnetfeld an der Stelle der Kugel mit der Fläche der kleinen Leiterschleife \vec{Q}_3 und dem magnetischen Fluss ϕ mit

$$\vec{B}_1(r_3) = \frac{\phi_3}{\vec{Q}_3} \quad (2.24)$$

durch

$$\vec{B} = i_1 \cdot M_{13} \cdot \frac{1}{\vec{a}_3} = \frac{i_1 M_{13}}{a_3} \cdot \vec{e}_{B1} \quad (2.25)$$

ermittelt werden. Dabei wird mit \vec{e}_{B1} der Einheitsvektor, der in Richtung \vec{B}_1 , zeigt beschrieben.

In der Kugel wird ein magnetischer Dipol \vec{M}_m induziert. Es entsteht innerhalb der Kugel so ein homogenes Magnetfeld, das nicht von einem Magnetfeld unterscheidbar ist, das durch eine kleine Leiterschleife in Richtung \vec{e}_{B1} erzeugt wurde. [43] [44]

$$\vec{M}_m = \frac{\mu_r - 1}{\mu_r + 2} \cdot \vec{B} \cdot R^3 \quad (2.26)$$

Das Magnetfeld würde ebenfalls durch eine Leiterschleife mit der Fläche \vec{a}_3 erzeugt werden, die vom Strom i_3 durchflossen wird. Die Richtung von \vec{a}_3 entspricht \vec{e}_{B1} mit

$$\frac{\vec{a}_3}{a_3} = \vec{e}_{B1} \quad (2.27)$$

Das von der Leiterschleife erzeugte magnetische Dipolmoment \vec{M}_m entspricht

$$\vec{M}_m = \vec{a}_3 \cdot i_3 \cdot \mu_0 \quad (2.28)$$

Löst man Gl. 2.28 nach i_3 auf und setzt sie in Gl. 2.26 ein, so erhält man unter Berücksichtigung von Gl. 2.25

$$i_3 = i_1 \cdot \frac{1}{\mu_0} \cdot \frac{\mu_r - 1}{\mu_r + 2} \cdot \frac{M_{13}}{a_3^2} \cdot R^3 \quad (2.29)$$

Eine kleine Leiterschleife, die in der Richtung von \vec{e}_{B2} orientiert ist, mit dem Strom i'_3 durchflossen wäre und sich am Ort der magnetischen Kugel befände, würde in L_2 einen Fluss ϕ_2 mit

$$\phi_2 = M_{23} \cdot i'_3 \quad (2.30)$$

induzieren. Alternativ könnte dieser Fluss ϕ_2 durch eine Kugel erzeugt werden, die ein magnetisches Moment \vec{M}'_m mit

$$\vec{M}'_m = \vec{a}'_3 \cdot i'_3 \cdot \mu_0 \cdot \vec{e}_{B2} \quad (2.31)$$

besitzt, die gleiche Wirkung erfüllen. Die Richtung der Momente \vec{M}_m und \vec{M}'_m entsprechen dabei den Richtungen \vec{e}_{B1} und \vec{e}_{B2} .

Die für die Leiterschleife L_2 wirksame Komponente des Dipolmomentes

$$\vec{M}'_m = M_m \cdot \vec{e}_{B1} \cdot \vec{e}_{B2} = M_m \cdot \cos\gamma \quad (2.32)$$

mit γ als eingeschlossenen Winkel und

$$i'_3 = i_3 \cdot \vec{e}_{B1} \cdot \vec{e}_{B2} \quad (2.33)$$

folgt unter Zuhilfenahme von 2.29 für den Fluss in Leiterschleife L_2

$$\phi_2 = i_3 \cdot \vec{e}_{B1} \cdot \vec{e}_{B2} \cdot M_{23} = i_1 \cdot \frac{1}{\mu_0} \cdot \frac{\mu_r - 1}{\mu_r + 2} \cdot \frac{M_{13} \cdot M_{23}}{a_3^2} \cdot R^3 \cdot \vec{e}_{B1} \cdot \vec{e}_{B2} \quad (2.34)$$

Die Gegeninduktivität M_{31} entspricht M_{13} mit

$$M_{31} = \frac{d\phi_3}{di_1} \quad (2.35)$$

Entsprechend gilt $M_{23} = M_{32}$ mit

$$M_{23} = \frac{d\phi_3}{di_2} \quad (2.36)$$

Da das Feld B_{31} senkrecht auf \vec{a}_3 steht, ist

$$\phi_3 = B_{31} \cdot a_3 \quad (2.37)$$

und

$$dB_{31} \cdot a_3 = M_{31} \cdot di_1 \quad (2.38)$$

Entsprechend ergeben sich

$$\frac{M_{31}}{a_3} = \frac{dB_1(\vec{r}_3)}{di_1} \quad (2.39)$$

und

$$\frac{M_{23}}{a_3} = \frac{dB_2(\vec{r}_3)}{di_2} \quad (2.40)$$

mit einsetzen in 2.29 zu

$$\phi_2 = \frac{i_1}{\mu_0} \cdot \frac{\mu_r - 1}{\mu_r + 2} \cdot \frac{dB_3}{di_1} \cdot \frac{dB_2}{di_2} \cdot R^3 \cdot \vec{e}_{B1} \cdot \vec{e}_{B2} = \frac{i_1}{\mu_0} \cdot \frac{\mu_r - 1}{\mu_r + 2} \cdot \frac{dB_1(\vec{r}_3)}{di_1} \cdot \frac{dB_2(\vec{r}_3)}{di_2} \cdot R^3 \quad (2.41)$$

Die Empfindlichkeit E , mit der ein Sensor ein magnetisches Objekt im Raum detektiert, kann so als Skalarprodukt aus Erregerfeld und Empfängerfeld multipliziert mit einer konstante κ errechnet werden [45]. Hierbei hängt die Konstante κ lediglich von den magnetischen Eigenschaften des Prüfkörpers und nicht von seiner Position oder der Sensorgeometrie ab:

$$E = \kappa \frac{dB_1(\vec{r}_3)}{di_1} \cdot \frac{dB_2(\vec{r}_3)}{di_2} = \kappa \vec{B}_{Sender} \cdot \vec{B}_{Empfänger} \quad (2.42)$$

3. Stand der Forschung und Entwicklung

Dieses Kapitel gibt einen kurzen Überblick über den Stand der Forschung und Entwicklung im Bereich der induktiven Verfahren zur zerstörungsfreien Materialprüfung, sowohl in der industriellen als auch in der medizinischen Messtechnik. In Kapitel 3.1 werden die verschiedenen Anwendungsgebiete dieser Verfahren aufgezählt. Angesichts der formulierten Problemstellung in Kapitel 1.2, wonach der Fokus der Arbeit auf tomographische Systeme mit Transmissions - Tastspulen und kompensierte Systeme mit Tastspulen liegt, wird in den Kapiteln 3.2 und 3.3 der Stand der Technik auf diese Spulengeometrien und die beschriebene Problematik der geringen Empfindlichkeit sowie Reproduzierbarkeit begrenzt.

3.1 Übersicht über induktive Verfahren zur zerstörungsfreien Materialprüfung

Induktive Verfahren zur zerstörungsfreien Materialprüfung, basierend auf Wirbelstromverfahren, werden im heutigen Stand der Technik sehr breitbandig eingesetzt. Die Sensoren arbeiten berührungslos und zerstörungsfrei und sind robust gegenüber Verschmutzung. Eingesetzt wird dieses Wirkprinzip in der industriellen Sensortechnik zur Abstands- und Lagebestimmung metallischer Objekte [1], [46], [47], [48], [49], in der Materialprüfung zur Detektion von Materialinhomogenitäten wie Rissen, Oberflächenfehlern oder Korrosionen [50], [51], [52], [53] zur Temperaturmessung [54], zur Geschwindigkeitsmessung von Schienenfahrzeugen [55] [56] sowie zur kontinuierlichen Überwachung eines Fertigungsprozesses [57], [1], [58], [59], [22], [60]. In der medizinischen Sensortechnik

nik findet das Wirbelstromverfahren ebenfalls eine breite Anwendung [15] [61]. Sie wird unter anderem eingesetzt zur Überwachung der Herz- und Lungenaktivität [9] [10] [62], zur Überwachung der Hirnaktivität, zur Erfassung von Hirnödemen [63] [64] und zur Charakterisierung von Gewebeart und Zustand [11] [65] [66] [67].

3.2 Tomographische Systeme mit Transmissions - Tastspulen

Die Magnetische Induktions-Tomographie (MIT) [61] [68] ist Gegenstand ständiger Weiterentwicklung. Das betrifft die Entwicklung der Hardware [69] [70] [71], die Entwicklung passender Spulengeometrien [72] [73], als auch die Signalerzeugung, Datenaquise und -verarbeitung zur Bildrekonstruktion [74] [75] [76]. Die elektrische Leitfähigkeit von biologischem Gewebe ist um einige Größen kleiner als die von metallischen Objekten. Deshalb ist das gemessene Signal bei Anwendungen dieser Technik auf biologischem Gewebe ebenfalls um einige Größenordnungen kleiner [36]. Es ist ebenfalls möglich metallische Objekte (hohe elektrische Leitfähigkeit und niedrige magnetische Leitfähigkeit) von Ferriten (niedrige elektrische Leitfähigkeit und hohe magnetische Leitfähigkeit) zu unterscheiden [68].

Die Erreger bzw. Senderspule werden üblicherweise so gewählt, dass sich benachbarte Spulen nicht gegenseitig beeinflussen und abgeschirmt sind [72] [77]. Ebenfalls wird versucht den Einfluss des Primärfeldes auf das gemessene Signal zu minimieren [78] [79]. Als Detektoren werden oftmals gradiometrisch angeordnete Spulen verwendet [80].

In [81] werden für ein tomographisches Messsystem mit Prüfkörper im Raum zwischen Sender- und Empfängerspule, als Sender- und Empfängerspulen koaxiale Spulen mit Eisenkern verwendet. Die Sender werden mit einem sinusförmigen Wechselstrom der Frequenz von 2 MHz erregt. Zur teilweise Unterdrückung von kapazitiven Kopplungen werden die Spulen mit geerdeten Metallgittern überzogen. Eine Weiterentwicklung des Systems findet in [82] und [79] statt, in der eine nahezu homogene errgende Magnetfeldstärke eingestellt wird.

In [68] wird ein tomographisches System mit Transmissionsspulen vorgestellt. Die Spulen werden auf einem Eisenkern gewickelt. Verwendet wird ein konzentrisch zur Spule angeordnetes Ferritrohr, sowie einem Schirm aus Ferritpulver um das System abzuschirmen.

In [83] wird ein tomographisches Messsystem mit Transmissionsspulen verwendet. Das System besteht aus 8 Sender- und 8 Empfangsspulen auf Leiterplatten. Die Senderspulen sind konzentrisch angeordnet. Dabei dienen die äußeren Senderspulen zur Abschirmung. Ein zusätzlich angebrachtes Kamerasystem dient der Bildrekonstruktion.

In [34] wird ein tomographisches System mittels Transmissionsspulen, aus 16 Spulen in zirkularer Anordnung zum Prüfkörper, vorgestellt. Alle einzelnen Empfangssignale werden ausgewertet und zu einem Gesamtmuster überlagert und zurückgerechnet. Die Problematik bei einer solchen Anordnung ist es, dass die Feldlinien schnell ihre Richtwirkung verlieren und sich besonders um die Senderspule konzentrieren. Äquivalent dazu konzentriert sich die Empfindlichkeit der Empfängerspule. Es werden deshalb insbesondere nur solche Strukturen gut detektiert, die sich entweder nahe an einer Senderspule oder nahe an einer Empfängerspule befinden. Entsprechend werden Objekte, die sich in der Mitte zwischen Sender und Empfänger befinden, schlecht bzw. nicht detektiert.

In [84] wird ein tomographisches System aus Transmissions - Tastspulen, mit 1 Senderspule und 15 Empfängerspulen, präsentiert. Die Erregerfrequenz f der Senderspule ist in einem Frequenzintervall von $10 \text{ kHz} < f < 10 \text{ MHz}$ einstellbar. Der effektive Erregerstrom I beträgt bis zu 1 A. Die Spulen sind auf einem zylindrischen Glas angeordnet. In diesem Glas befindet sich ein mit Natriumchloridlösung (NaCl - Lösung) gefüllter Prüfkörper. Der gesamte Messaufbau befindet sich in einem magnetisch abgeschirmten Raum. Nach Erregung mit einer Senderspule, werden die Spannungen aus allen 15 Empfängerspulen ausgewertet. Durch geeignete Rekonstruktionsalgorithmen wird die Position des Probekörpers bestimmt. Ähnlich zu [34] wird hier das Prüfobjekt durch viele Detektoren und Rekonstruktionsalgorithmen rekonstruiert. Problematisch hierbei ist analog zu [34] die hohe Empfindlichkeit des Systems bei Positionierung in nahe der Senderspule bzw. der Empfangsspulen sowie entsprechend die niedrige Empfindlichkeit bei großem Abstand zu den Spulen. Bei der Rekonstruktion entstehen so große Unsicherheiten durch die Qualität der gemessenen Signale.

In [71] wird ein tomographisches System mit Transmissions-Spulen, aus einem Helmholtz - Paar für das Erregerfeld und 400 Empfängerspulen zur Detektion, vorgestellt. Durch einen Lock-In-Verstärker wird die Phasendifferenz zwischen den Spannungen an Sender- und Empfängerspulen ausgewertet. Als Prüfkörper dienen metallische Objekte zwischen Sender- und Empfängerspulen. Es wird ein Konzept vorgestellt, dieses Messsystem für eine 3-D Bildgebung zu erweitern. Durch die Erregung durch ein Helholtz-Spulenpaar und die geschickte Anordnung der Empfangsspulen auf PCB's ist die Bildgebung im Vergleich zu vorherigen Veröffentlichungen stark verbessert. Problematisch ist hier die große Differenz zwischen Hintergrundsignal und Messsignal. Hierdurch sinkt die Empfindlichkeit auf Positionsänderungen des Prüfkörpers im Raum und es entstehen Unsicherheiten bei der Bildrekonstruktion.

In den in diesem Kapitel beschriebenen Quellen werden viele, sehr interessante Techniken, beschrieben, um die Auflösung von MIT-Systemen zu verbessern. In den Arbeiten

werden dazu unterschiedliche gut geeignete Methoden verwendet, die im folgenden zusammengefasst werden:

- Es werden mehrere Senderspulen in geschickten Geometrien um das Prüfobjekt platziert. Diese werden durch hoch entwickelte Elektronik nacheinander geschaltet und erregt. Die Erregung findet sowohl mit einer einzelnen Frequenz, als auch mit Frequenzspektren statt. In den Prüfkörper werden auf diese Weise aus verschiedenen Richtungen nacheinander Wirbelströme induziert. Das resultierende Magnetfeld wird durch sensible Empfänger detektiert. Bei dieser Methode besteht die Problematik in der inhomogenen Empfindlichkeitsverteilung entlang eines Pfades, hervorgerufen durch das divergente Verhalten von Magnetfeldern. Diese Problematik der Qualität der gemessenen Signale wird in der Literatur durch Anwendung hoch komplexer Bildrekonstruktionsverfahren angegangen. Zudem sind zur vollständigen Erfassung der Prüfkörperposition große Rechenzeiten erforderlich. (unter anderem [63] [34] [85])
- Eine weitere Art der Erzeugung eines primären Magnetfeldes, die in der Literatur gerne verwendet wird, ist eine Helmholtz-Spulenordnung. (unter anderem [71] [86]) Auf diese Weise wird gewährleistet, dass die magnetische Flussdichte im zu untersuchenden Messraum homogen ist. Durch Einbringung eines Prüfkörpers in diesen Raum findet eine Änderung der magnetischen Flussdichte statt, welche durch geeignete Empfänger detektiert wird. Bei dieser Methode besteht die Problematik, in dem Verhältnis zwischen dem gemessenen Signal und dem Erregersignal. Diese Signale unterscheiden sich um mehrere Größenordnungen. Dies hat zur Folge, dass kleinere Änderungen der magnetischen Flussdichte, hervorgerufen durch einen Prüfkörper im Raum sehr schwer bis nicht detektiert werden können.

Die Problematik beim Verfahren der MIT besteht größtenteils in der sehr zeitaufwendigen Signalverarbeitung bzw. des Postprocessings. Die Messungen müssen mit sehr kleinen Messfehlern der Größen gemessen werden. Kleine Messfehler können zu großen Abweichungen und Instabilitäten in der Bildrekonstruktion führen. Weiterhin kann die numerische Auswertung im Rechner, schon bei einer überschaubaren Anzahl von Sender- und Empfängerspulen, sehr rechenintensiv werden und mehrere Minuten für ein Einzelbild betragen. Im Stand der Technik gilt dazu das größte Augenmerk auf die Datenaquise und -verarbeitung als auch auf Entwicklung diverser geeigneter Algorithmen für die Bildrekonstruktion [61] [87] [88].

3.3 Kompensierte Systeme mit Gradiometer - Tastspulen

Gradiometer werden bereits seit vielen Jahrzehnten angewendet. Die Empfindlichkeit eines Gradiometers hängt stark davon ab, wie gut das Gradiometer abgeglichen ist und somit gegenüber unerwünschten Feldkomponenten unempfindlich ist. Der Abgleich eines Gradiometers ist eine Herausforderung im Stand der Forschung und Entwicklung. Somit erreichen Gradiometer bei Anordnungen in Sensorarrays nicht die erwünschten gleichen physikalischen Eigenschaften.

Im Stand der Technik werden Gradiometer aus mehreren Drahtwindungen verwendet. Diese Spulen werden auf nichtleitende Trägerkörper meist aus POM oder anderen Materialien mit sehr präzisen Einkerbungen gewickelt [89] [11]. Trotz der sehr genauen Fertigung, sind diese Gradiometer auf nur etwa 1 % der Anzeigegröße einzustellen [20] [90]. In [91] wird ein Gradiometer zum Einsatz in der medizinischen Messtechnik beschrieben. Das Gradiometer besteht aus drei identisch gewickelten Spulen, eine Senderspule und 2 Empfangsspulen. Jede dieser aus Draht gewickelten Spulen besteht aus 10 Lagen mit jeweils 10 Windungen. Zwischen den verschiedenen Lagen dient Plastikklebeband zur Reduzierung der Kapazität. Die Resonanzfrequenz der Spulen beträgt ca. 500 kHz. Die Senderspule wird mit einem sinusförmigen Wechselstrom der Frequenz 100 kHz angeregt. Es wird versucht das resultierende primäre Magnetfeld durch ein geschicktes Widerstandsnetzwerk nahezu zu kompensieren. Nachteilig dabei ist, dass das Netzwerk für unterschiedliche Spulengeometrien und Einstellungen neu berechnet und aufgebaut werden muss und somit für jedes Gradiometer unterschiedlich ist. Darüber hinaus ist eine Kompensation durch das vorgestellte Netzwerk nicht vollständig gegeben. Es wird die resultierende Amplitude in den Messspulen verkleinert.

In [92] wird die beschriebene Problematik aus [91] aufgegriffen und eine Lösung präsentiert. Das Gradiometer wird zunächst ähnlich zu [91] aufgebaut. Zusätzlich werden so genannte Abstimmspulen verwendet, die äquidistant oberhalb und unterhalb zwischen Senderspule und den Empfangsspulen angeordnet sind. Diese werden durch Phase-Shift-Verstärker angeregt. Diese Methode ist zur Kompensation des Primärsignals grundsätzlich gut geeignet. Nachteil bei dieser Technik ist, dass das Ergebnis abhängig von Fertigungstoleranzen, d.h. von der genauen Positionierung beider Abstimmspulen, ist.

In [93] wird ein axiales Gradiometer mit einem Lock-in Verstärker bei einer Senderfrequenz von 60 kHz beschrieben. Hier findet der Abgleich ebenfalls ähnlich zu [91] über ein elektrisches Netzwerk statt.

In den in diesem Kapitel beschriebenen Quellen werden viele, interessante Techniken, beschrieben, um die Gradiometer abzugleichen, das heisst den Einfluss des Primärsignals erzeugt durch die Senderspulen nahezu zu eliminieren. In den Arbeiten werden dazu un-

terschiedliche gut geeignete Methoden verwendet, die im folgenden zusammengefasst werden:

- Zur Eliminierung des Erregersignals werden elektrische Netzwerke entweder durch Widerständen und Kondensatoren oder aus unterschiedlichen Filterschaltungen verwendet. Diese Netzwerke sind für diese einzelnen Anwendungen effektiv zur Unterdrückung des Primärsignals in einem engen Frequenzbereich. Sie gelten jedoch lediglich für eine Spulenanordnung mit gegebenen Spuleneigenschaften. Bei kleinsten Änderungen in den Spuleneigenschaften müssen diese Netzwerke neu berechnet und entwickelt werden. Zudem können mit dieser Technik nicht mehrere Gradiometer mit den kleinen physikalischen Eigenschaften erstellt werden, beispielsweise für flächendeckende Messung mittels Gradiometerarrays. (unter anderem [91])
- Eine weitere Art des Abgleichs ist im Stand der Forschung und Entwicklung die Verwendung von zusätzlichen Spulen, so genannten Abstimmspulen, die äuidistant an beiden Seiten der Senderspule eines Gradiometers angebracht werden. Diese Techniken sind ebenfalls effektiv zur Eliminierung des Primärsignals. Jedoch ist diese Methode ebenfalls nicht auf unterschiedliche Spulengeometrien übertragbar. Zudem ergeben sich auch hier Probleme durch Fertigungstoleranzen der mechanischen Aufbauten. Die beiden gewickelten Abstimmspulen müssen exakt den gleichen Abstand zum Sender nachweisen. (unter anderem [92])
- Oft wird versucht elektrische Verstimmungen der Gradiometer mechanisch abzugleichen [11]. Die Nachteile eines manuellen Abgleichs sind eine mangelnde Langzeitstabilität und Präzision sowie die daraus resultierende fehlende Reproduzierbarkeit.
- Im Stand der Technik werden daher meist und fast ausschließlich SQUID, Supraleitende -Quanten-Interferenz-Detektoren, eingesetzt [94] [95]. Diese sind derzeit die empfindlichsten verfügbaren Magnetfelddetektoren. Die Nachteile dieser Detektoren sind der kostspielige apparative Aufwand sowie die Tatsache, dass zusätzlich Wirbelstromanregungen benötigt werden, die für viele Anwendungen wichtig sind. Die SQUID müssen zur Erreichung der Supraleitfähigkeit auf sehr tiefe Temperaturen (< 77 K) gekühlt werden, was ihre Anwendungsbereiche einschränkt. Darüber hinaus detektieren sie durch ihre hohe Empfindlichkeit auch magnetische Störfelder im Bereich der 50 Hz Netzfrequenz, sowie das des magnetischen Erdfeldes in der Umgebung. Starke Magnetfelder am Ort des SQUIDs beeinträchtigen zudem ihre Funktion.

3.4 Offene Fragestellungen

Aus der Aufgabenstellung und dem Stand der Forschung und Entwicklung heraus, stellen sich einige interessante offene Fragestellungen und Herausforderungen. Ziel dieser Dissertation ist auf dem Weg der Problemlösung, diese im Folgenden formulierten offenen Fragestellungen aufzugreifen und zu beantworten.

In Kapitel 1.2.1 wird auf die Problemstellung bei tomographischen unkompensierten Systemen mit Transmissions - Tastspulen eingegangen. Eine Problematik bei dieser Technik ist die beschriebene ungleichmäßige Empfindlichkeitsverteilung im Raum zwischen Sender- und Empfängerspulen. Je kleiner der Abstand zwischen Prüfkörper und Sender- oder Empfangsspulen, desto höher die Empfindlichkeit. Prüfkörper mit großem Abstand zu den Spulen, beispielsweise in der Mitte zwischen Sender- und Empfängerspulen positioniert, können nur sehr schwach bis zu gar nicht detektiert werden. In Kapitel 3.2 werden einige Arbeiten verschiedener Arbeitsgruppen beschrieben, die Auflösung der Systeme durch Hardwarelösungen zu erhöhen. Hauptaugenmerk der Arbeiten liegt jedoch mehr auf komplexe Bildrekonstruktionsalgorithmen. Die Problematik dabei ist, dass die Hintergrundsignale bei diesen Techniken um einige Größenordnungen größer sind als die gemessenen Signale. Bei der Bildrekonstruktion kommt es dadurch zu Unsicherheiten, aufgrund der niedrigen Qualität der Messergebnisse. Es stellt sich daher die Frage, ob es möglich ist, anders als im derzeitigen Stand der Forschung und Entwicklung den Hauptaufwand auf die Hardwareseite zu verlagern. Das heisst, durch Veränderung der Magnetfeldtopologien beispielsweise durch Änderungen in den Spuleneigenschaften die Empfindlichkeitsverteilung entlang eines Pfades zwischen Sender- und Empfängereinheit, ähnlich zu Computertomographen, konstant zu halten. Auf diese Weise könnten Prüfobjekte besser lokalisiert werden und der Aufwand der Bildrekonstruktion würde erheblich abnehmen. Darüberhinaus würden die Unsicherheiten in der Bildrekonstruktion minimiert werden. Ein solcher Ansatz würde zudem die Möglichkeit eröffnen, Spulenarrays zur flächendeckenden Messung ohne aufwendige Multiplexer - Schaltungen aufzubauen.

Wie in Kapitel 1.2.2 beschrieben, hängt die Sensitivität eines Gradiometers stark vom Abgleich des Gradiometers ab. Der Abgleich des Gradiometers, bzw. die vollständige Kompensation des Primärsignals ist unter anderem bei medizinischen Anwendungen nicht zu Umgehen. Grund dafür ist, dass die induzierten Spannungen durch die Wirbelströme im biologischen Gewebe um Größenordnungen zwischen 10^{-5} bis 10^{-6} kleiner als die induzierten Spannungen, verursacht von dem erregendem Magnetfeld, sind. Somit sind Ungenauigkeiten bzw. Änderungen in der Kompensation der erregenden Spannungen von mindestens 10^{-5} in der gleichen Größenordnung, wie das zu messende Signal [92]. In Kapitel 3.3 wurden einige Prinzipien vorgestellt, die bisher von unterschiedlichen Arbeitsgruppen verwendet wurden, um Gradiometer abzugleichen. Die Kompensation wurde dort bereits

für bestimmte Anordnungen erreicht. Jedoch sind die meisten Konzepte nur für die jeweilige Anordnung umsetzbar und müssen für jede Änderung der Spuleneigenschaften neu berechnet und entwickelt werden. Eine Herausforderung würde es daher sein, Gradiometer, unabhängig von ihren Spuleneigenschaften, abzugleichen. Darüber hinaus ist die Fragestellung interessant, ob es eine Methode gibt das Gradiometer gezielt und individuell zu verstimmen. Auf diese Weise könnte man das Gradiometer in einen definierten Grundzustand bringen, was dazu führen würde beliebig viele Gradiometer mit gleichen, vorbestimmten physikalischen Eigenschaften, beispielsweise für Gradiometerarrays zur Flächenmessung herzustellen.

Für jeden Anwendungsbereich stellt sich die Frage nach der geeigneten Spulenanordnung und anschließend den exakten Spuleneigenschaften. Eine Aufgabe ist es zum einen einen Vergleich zwischen tomographischen Anordnungen mit Transmissions - Tastspulen sowie kompensierten Anordnungen mit Gradiometer - Tastspulen mit ihren technischen Grenzen in einer Übersicht zu erstellen. Oftmals dienen dazu sehr zeit- und rechenintensive Finite-Elemente-Analysen. Es stellt sich die Frage, ob es möglich ist, eine analytische Beschreibung zu entwickeln, die es ermöglicht, wenig rechenintensiv geeignete geometrische und elektrische Parameter für unterschiedlichste Anwendungsgebiete zu berechnen, um auf numerische Berechnungen anhand Finiten-Elemente-Analysen zu verzichten.

Eine weitere offene Fragestellung stellt sich hinsichtlich des in dieser Arbeit zu verwendenden Prüfkörpers. Ziel ist es Messtechniken sowohl für medizinische als auch für industrielle Anwendungen zu entwickeln. Forschungsergebnisse haben gezeigt, dass die analytische als auch die geometrische Modellierung von biologischem Gewebe als Probekörper nicht trivial ist. Es existieren Literaturdatenbanken, die die elektrischen Parameter unterschiedlicher biologischer Gewebearten frequenzabhängig auflisten. Diese Daten beruhen unter anderem auf Untersuchungen von Cole & Cole [96] sowie Gabriel & Gabriel [97]. Werden nun geometrische Simulationen mit diesen Werten durchgeführt und evaluiert, korrelieren diese Ergebnisse schlecht mit praktisch durchgeführten Untersuchungen. Zudem liegt die Problematik, bei der Validierung der Modelle, in der Zeitvarianz der elektrischen Parameter biologischen Gewebes. Aufgrund des Ischämie-Prozesses, der sich bei Laboruntersuchungen ex-vivo einstellt, ändern sich sowohl die Konduktivität als auch die Permittivität der Probe. Die Modellierung biologischen Gewebes ist eine aktuelle und noch nicht gelöste Herausforderung. Praktische Untersuchungen mit biologischem Gewebe haben die Eignung von gradiometrischen Anordnungen in der medizinischen Messtechnik bereits belegt. Um die Problematik der Ischämie zu umgehen, wurden als Probekörper Materialien gewählt, deren frequenzabhängige elektrische Parameter bekannt und zeitinvariant sind. Nur auf diese Weise können diese Modelle im Nachhinein anhand praktischer Untersuchungen validiert und optimiert werden. Als Probenmaterial

wurde Kupfer, sowohl für die analytischen und geometrischen als auch für die experimentellen Überprüfungen gewählt. Anschließend wurde die Eignung des Messsystem anhand klinischen Messungen untersucht (Kapitel 8.3 und 8.4).

4. Analytische Modellierung unterschiedlicher Spulengeometrien

Der Schwerpunkt dieser Arbeit liegt auf der Felderzeugung und damit auf der Entwicklung geeigneter Spulengeometrien, um das Primärfeld aus dem Messsignal weitestgehend zu eliminieren. Ziel ist es dabei den Rechenaufwand für die Bildrekonstruktion und die Genauigkeitsanforderungen an die Messtechnik durch die Erzeugung einer geometrisch günstigeren sowie reproduzierbaren Magnetfeldtopologien zu reduzieren. Die Ansätze zur Erstellung dieser Geometrien werden in folgendem Kapitel 4.2 und 4.3 beschrieben. Dabei soll ein experimenteller Aufbau aus Signalerzeugung- verstärkung und -verarbeitung gewählt werden, in dem lediglich die Spulengeometrien varrierbar sind. Auf diese Art und Weise soll es möglich sein lediglich die Spulengeometrien zu untersuchen und zu optimieren. In Kapitel 4.1 soll eine quasianalytische Berechnung der Felder mit Hilfe von *Matlab*® dabei unterstützen unterschiedliche Spulengeometrien zu untersuchen.

Es wird eine benutzerfreundliche Oberfläche (Abbildung A.1 im Anhang A) geschaffen, in der in Abhängigkeit der geometrischen und elektrischen Spulenparameter die Empfindlichkeitsverteilung (siehe Kapitel 2.6) sowie die Magnetfeldverteilung unterschiedlicher Spulenanordnungen berechnet werden kann. Die theoretischen Grundlagen basierend auf dem Gesetz von Biot-Savart, welches für die Berechnungen verwendet wird werden in Kapitel 4.1 beschrieben. Die spezifischen Berechnungen zu tomographischen Systemen und gradiometrischen Tastspulen sind jeweils in den Kapitel 4.2 und 4.3 er-

läutert. Die Ergebnisse und Schlussfolgerungen dieser Berechnungen sind jeweils in den Kapiteln 4.2 und 4.3 beschrieben.

Die quasianalytischen Berechnungen gelten nur für infinitesimal kleine Prüfkörper. Daher ist eine nachfolgende Finite Elemente Analyse mit geometrisch ausgedehnten Prüfkörpern erforderlich. Diese quasianalytische Berechnung dient weiterhin dazu die Parameter für eine nachfolgende Finite Elemente Analyse einzuschränken und somit Rechenzeit zu minimieren.

4.1 Quasianalytische Berechnung der Magnetfelder

Gegeben ist in Abbildung 4.1 [98] eine stromdurchflossene Leiterschleife in der xy Ebene mit dem Radius r des Ringleiters, der Bogenlänge der Leiterschleife $ad\varphi$, dem magnetischen Feldvektor \vec{B} sowie der Leiterschleifenlänge dl .

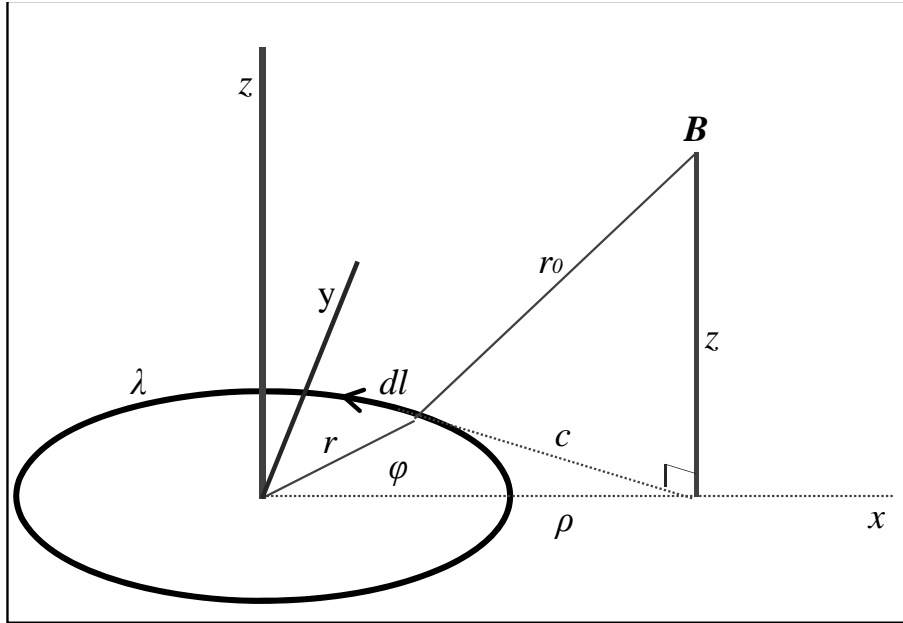


Abbildung 4.1: stromdurchflossene Leiterschleife in xy -Ebene [98]

Diese Leiterschleife der infinitesimalen Länge dl am Ort \vec{r}_0 wird von einem Strom I durchflossen. Sie erzeugt nach Biot-Savart am Ort \vec{r}_0 die magnetische Flussdichte \vec{B} .

Die Komponenten des Vektors dl und \vec{r}_0 lassen sich mit

$$d\vec{l} = -r \sin\varphi d\varphi \hat{x} + r \cos\varphi d\varphi \hat{y} \quad (4.1)$$

und

$$\vec{r}_0 = (x - r \cos\varphi) \hat{x} - r \sin\varphi \hat{y} + z \hat{z} \quad (4.2)$$

bestimmen. Unter Ausnutzung der Symmetrie

$$x = \rho \quad \text{und} \quad \hat{y} = \hat{\varphi} \quad (4.3)$$

gilt für das Kreuzprodukt mit der radialen Magnetfeldkomponente:

$$dl \times \vec{r}_0 = rz \cos \varphi d\varphi \hat{\rho} + rz \sin \varphi d\varphi \hat{\varphi} + (r^2 - r \rho \cos \varphi) d\varphi \hat{z} \quad (4.4)$$

und

$$B_\varphi = 0. \quad (4.5)$$

Es ergeben sich für die Magnetfeldkomponenten B_ρ und B_z (Gl. 4.6 und Gl. 4.7) unter Zuhilfenahme der Elliptischen Integrale erster und zweiter Art (E und K) [98] sowie unter Berücksichtigung der Gleichungen 4.8 und 4.9

$$\begin{aligned} \vec{B}(\rho) &= -\frac{\mu_0 \vec{I} r z}{2\pi(2r\rho)^{\frac{3}{2}}} \int_0^\pi \frac{-\cos(\varphi) d\varphi}{(b - \cos(\varphi))^{\frac{3}{2}}} \\ &= \frac{\mu_0 \vec{I} r z}{2\pi(2r\rho)^{\frac{3}{2}}} (-\sqrt{2m}K + \frac{2-m}{2-2m} \sqrt{2m}E) \\ &= \frac{\mu_0 \vec{I} z}{2\pi\rho} \left(\frac{m}{4r\rho}\right)^{\frac{1}{2}} \left(\frac{2-m}{2-2m} E - K\right) \end{aligned} \quad (4.6)$$

$$\begin{aligned} \vec{B}(z) &= \frac{\mu_0 \vec{I} r}{2\pi(2r\rho)^{\frac{3}{2}}} \left(r \int_0^\pi \left(\frac{d\varphi}{(b - \cos\varphi)^{\frac{3}{2}}} \right) + \right. \\ &\quad \left. \rho \int_0^\pi \frac{-\cos(\varphi) d\varphi}{(b - \cos(\varphi))^{\frac{3}{2}}} \right) \\ &= \frac{\mu_0 \vec{I} r}{2\pi(2r\rho)^{\frac{3}{2}}} \left(r \frac{m}{2-2m} \sqrt{2m}E + \rho \sqrt{2m}K - \right. \\ &\quad \left. \rho \frac{2-m}{2-2m} \sqrt{2m}E \right) \end{aligned} \quad (4.7)$$

$$\begin{aligned} &= \frac{\mu_0 \vec{I}}{2\pi\rho} \left(\frac{m}{4r\rho}\right)^{\frac{1}{2}} \left(\rho K + \frac{rm - (2-m)\rho}{2-2m} E \right) \\ &\quad \int_0^\pi \frac{d\varphi}{(b \pm \cos\varphi)^{\frac{3}{2}}} = \frac{m}{2-2m} \sqrt{2m}E \end{aligned} \quad (4.8)$$

$$\int_0^\pi \frac{\pm \cos\varphi d\varphi}{(b \pm \cos\varphi)^{\frac{3}{2}}} = \sqrt{2m}K - \frac{2-m}{2-2m} \sqrt{2m}E \quad (4.9)$$

wobei μ_0 die Permeabilität in Vakuum und b und m folgende Substitutionen beschreiben:

$$b = \frac{(z^2 + r^2 + \rho^2)}{2r\rho} \quad (4.10)$$

$$m = \frac{2}{1+b} = \frac{4r\rho}{z^2 + (r + \rho)^2} \quad (4.11)$$

Alle weiteren Parameter sind Abbildung 4.1 zu entnehmen. Für die quasianalytischen Berechnungen in *Matlab*® werden die Gleichungen (4.6) und (4.7) verwendet. Das gesamte Sendermagnetfeld \vec{B}_S wird unter Zuhilfenahme des Superpositionsprinzips für Magnetfelder aus den einzelnen Magnetfeldern des Senders $S1$ \vec{B}_{S1} und des Senders $S2$ \vec{B}_{S2} mit $\vec{B}_S = \vec{B}_{S1} + \vec{B}_{S2}$ vektoriell addiert. Es werden bei den Berechnungen folgende Vereinfachungen getroffen:

- Die räumlich ausgedehnten Senderspulen werden durch Leiterschleifen in der x,y-Ebene der infinitesimalen Bogenlänge dl und dem Radius r , wie in Abbildung 4.6, ersetzt, die am Ort \vec{r} von einem Strom I durchflossen werden und nach Biot-Savart am Ort \vec{r}_0 die magnetische Flussdichte \vec{B} erzeugen.
- Die Messspulen werden durch nichtleitende Luftspulen ersetzt. Das bedeutet, dass die Messspule keinen Einfluss auf das Magnetfeld hat. Sie ist hochohmig abgeschlossen.

4.2 Feldfokussierung einer tomographischen Spulenordnung

Wie in Kapitel 2.3 beschrieben entsteht durch das divergierende Verhalten der Magnetfelder ein schlechtes Verhältnis von Messsignal zu Hintergrundsignal. In Kapitel 1.2.1 wird die Problematik bei MIT-Systemen beschrieben. Durch eine modifizierte Spulenordnung sowie ein Bestromungsmuster soll dieses Problem behoben werden. Dabei wird konzentrisch zu einer Senderspule $S1$ des Radiuses r_i eine zweite Senderspule $S2$ des Radiuses r_a geschaltet, die mit einem sinusförmigen Strom der Phase φ_{S2} gemäß Gleichung (4.12) erregt wird. Dabei gilt Gleichung (4.18) für die Beziehung der Ströme mit den Amplituden \hat{I}_{S1} und \hat{I}_{S2} , Gleichung (4.14) für den Phasenunterschied zwischen i_{S1} und i_{S2} , sowie Gleichung (4.15) für den Zusammenhang der Radien von $S1$ und $S2$

$$i_{S2} = \hat{I}_{S2} \cdot \sin(\omega t + \varphi_{S2}) \quad (4.12)$$

$$\hat{I}_{S2} < \hat{I}_{S1} \quad (4.13)$$

$$\varphi_{S2} = \varphi_{S1} - 180^\circ \quad (4.14)$$

$$r_a > r_i \quad (4.15)$$

Durch diese Art der Sendergeometrie, bestehend aus den Spulen $S1$ und $S2$, soll eine Art Fokussierung beziehungsweise Feldausrichtung in Bezug auf eine bessere Empfindlichkeitsverteilung durch eine gezielte Absenkung von \vec{B}_0 entstehen. Die Änderung $\Delta\vec{B}$, hervorgerufen durch einen elektrisch leitfähigen Prüfkörper im Raum, soll jedoch in ihrer Größe gleich bleiben. Das Hintergrundsignal, \vec{B}_0 beziehungsweise U_0 soll durch diese Methode in der Messspule $E1$ nahezu eliminiert werden, die Änderung $\Delta\vec{B}$ jedoch erhalten bleiben, sodass das Signal robuster und empfindlicher auf elektrisch leitfähige Prüfobjekte reagiert.

Die, in Kapitel 4.1 beschriebenen formellen, theoretischen Zusammenhänge werden in *Matlab*® verwendet. Dabei wird die Empfindlichkeitsverteilung (vgl. Kapitel 2.6) zwischen Sender- und Empfängereinheit für verschiedene Geometrien betrachtet. Diese Berechnung und Betrachtung der Einflussgrößen dient zur Erhaltung der optimalen Spulen-, Strom-, und Abstandsparameter für eine geradlinige Empfindlichkeitsverteilung. Für die quasianalytische Berechnung wird in *Matlab*® die Empfängerspule E durch Spiegelung

der Spule S_1 mit $\vec{B}_E = -\vec{B}_{S1}$ modelliert und entlang der Mittellinie der Spule S (z-Achse) um einen definierten Abstand d versetzt (vgl. Abbildung 4.6). [99]

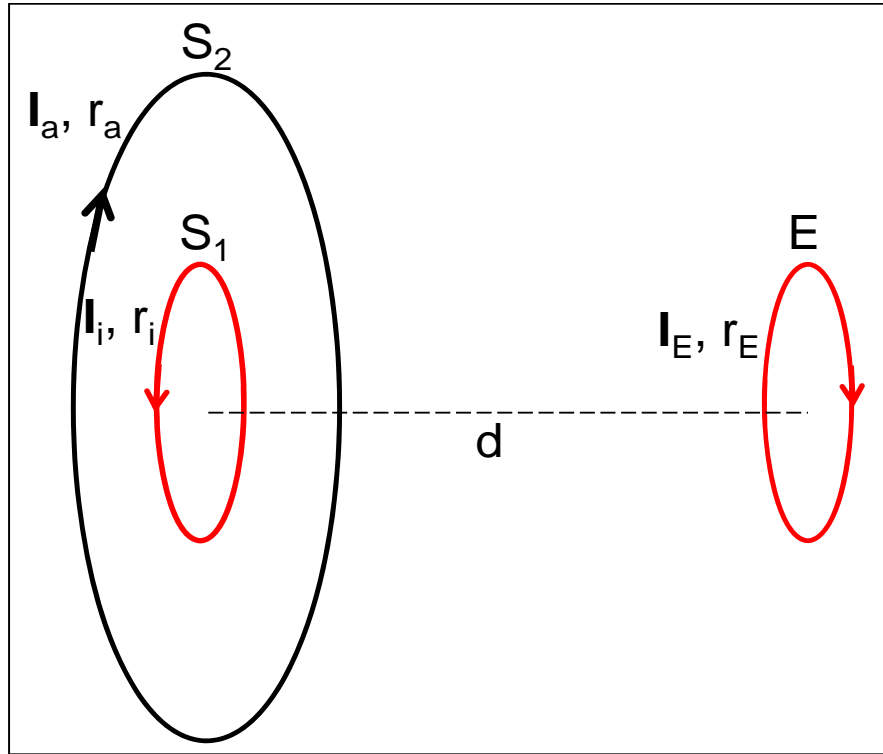


Abbildung 4.2: Schematische Darstellung der Sender- (links) und Empfängerspulen (rechts) für die analytische Modellierung in *MATLAB*©

Die Parameter I_{S2} , r_{S2} , d und r_E werden variiert. Die Parameter des Senders 1 werden mit $I_{S1}=1$ und $r_{S1}=1$ konstant gehalten. In einem homogenen Feld \vec{B}_0 verlaufen die Wirbelströme und somit die Feldlinien als Bestandteil des Feldes, welche in einem kugelförmigen elektrisch leitenden Probekörper im Raum zwischen Sender und Empfänger induziert werden, parallel zur Kugeloberfläche des Probekörpers. Die Wirbelströme beschreiben somit Kreise welche senkrecht auf dem Magnetfeld \vec{B}_0 stehen. Die Empfindlichkeit Em zwischen einer Sender S - und einer Empfängereinheit E (siehe Kapitel 2.6) lässt sich mit Hilfe des Reziprozitätsansatzes somit nicht nur über das Skalarprodukt der E-Felder, sondern auch der Magnetfelder bestimmen [100].

$$Em = k \vec{B}_S \cdot \vec{B}_E \quad (4.16)$$

Die Empfindlichkeitsverteilungen aller Parameterkonstellationen werden dabei mit der Empfindlichkeitsverteilung der in der Literatur üblichen Spulenanordnung aus einem Sender ($S1$) und einem gegenüberliegenden Empfänger (E) verglichen. Diese Spulenanordnung aus der Literatur wird in den folgenden Kapiteln als "*Modell I*", die erweiterte Spulenanordnung um $S2$ als *Modell III* bezeichnet. Sowohl für den Vergleich zwischen

Modell I und *Modell III*, sowie für weitere numerische Simulationen werden die Parameter I_{S1} , r_{S1} und d konstant gehalten um eine Relation zwischen I_{S2} und r_{S2} in Bezug auf I_{S1} für unterschiedliche Abstände zwischen S und E zu erhalten.

Als Gütekriterium wird die normierte Empfindlichkeitsverteilung (4.16) zwischen Sendereinheit S und Empfänger E betrachtet.

Die Ergebnisse der analytischen Simulation in *Matlab*® zeigen, dass das System sehr sensitiv auf kleine Änderungen des Spulenstroms I_{S2} reagiert. Wird der Strom I_{S2} zu groß gewählt, so schnürt das äußere Magnetfeld, verursacht durch die Spule $S2$, das innere Magnetfeld, verursacht durch $S1$, ab und das Feld verliert durch Verringerung der Feldstärke an Reichweite zu entfernten Punkten. Bei zu kleiner Wahl von I_{S2} wird der Empfindlichkeitsverlauf des Modells geradliniger jedoch nicht erkennbar besser. Die Spulenordnung hängt stark von der zu detektierenden Objektgröße ab. Bei bekannter zu detektierender Größendimension des Objekts lassen sich die Spulenparameter jedoch analytisch bestimmen.

Die Parameteranalyse aus Kapitel 4.2 ergibt näherungsweise folgenden Zusammenhang für die Beziehung zwischen I_{S2} und I_{S1} .

$$\hat{I}_{S2} \approx -\frac{1}{r_{S2}^2} \hat{I}_{S1} \quad (4.17)$$

Die optimalen Parameter, zur Erhaltung einer nahezu geradlinigen Empfindlichkeitsverteilung auf dem Pfad zwischen Sender und Empfänger bei $x = 0$, entsprachen hierbei für einen vordefinierten Abstand von $d = 15 \cdot r_{S1}$:

$$\begin{aligned} I_{S1} &= 1A \\ I_{S2} &= -0.1171A \\ r_{S1} &= 1mm \\ r_{S2} &= 3mm \\ d &= 15mm \end{aligned} \quad (4.18)$$

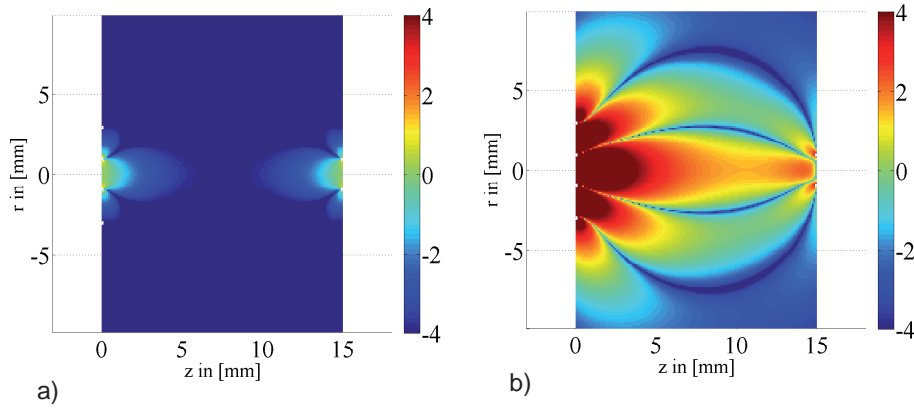


Abbildung 4.3: Empfindlichkeitsverteilung: Anordnung a) *Modell I*, Anordnung b) *Modell II* mit $I_{S2} = -0.1171$ A und $r_{S2} = 3 \cdot r_{S1}$

In Abbildung 4.3 sind die Empfindlichkeitsverläufe aus *Modell I* und *Modell II* mit folgenden Parametern gegenübergestellt. Farblich hinterlegt ist die Empfindlichkeitsverteilung im Raum zwischen Sender und Empfänger. Aus den Verläufen ist ersichtlich, dass Objekte nahe Sender und Empfänger in beiden *Modellen I* und *II* (vgl. Abbildung 4.3 a) und b)) ausreichend gut detektierbar, d.h. die Empfindlichkeit ausreichend hoch ist. Objekte jedoch, die von den Spulen S und E weit entfernt sind, sind im *Modell I* (Abbildung 4.3 a)) deutlich schlechter zu detektieren als in *Modell II* (Abbildung 4.3 b)). Darüber hinaus ist der Empfindlichkeitsbereich im Raum nahezu geradlinig, das heisst konstant hoch entlang der z -Achse ($r = 0$). Das Hintergrundfeld \vec{B}_0 wird durch die Anordnung an den Rändern gezielt geschwächt und im interessierenden Bereich der Objektposition verstärkt. Da die Signaländerung $\Delta \vec{B}$ gleich bleibt, steigt im gewünschten Gebiet bzw. im Messvolumen die Empfindlichkeit. Es resultiert eine günstigere Empfindlichkeitsverteilung zur Lokalisierung von Objekten entlang der Mittelachse zwischen Sender und Empfänger. In Abbildung 4.4 wird dieser Zusammenhang verdeutlicht.

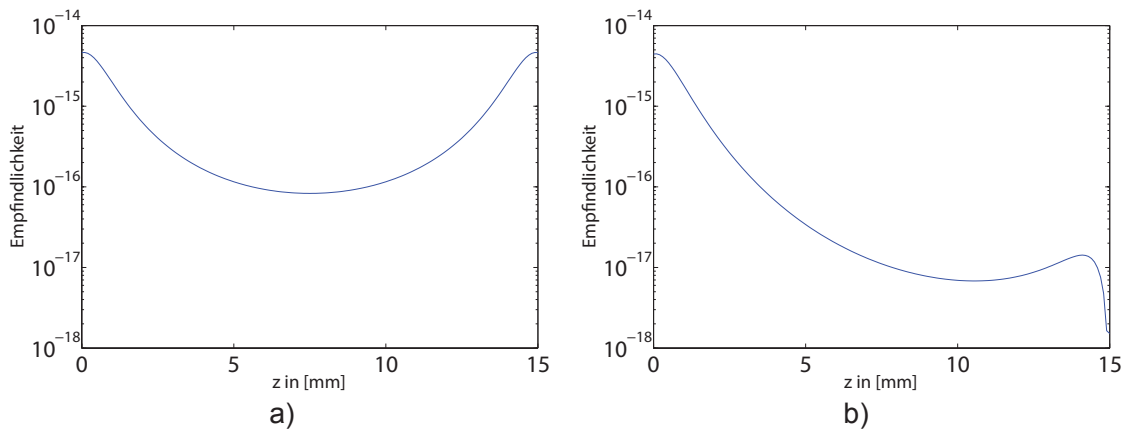


Abbildung 4.4: Empfindlichkeitsverteilung entlang Nulllinie ($r=0$), Ordinate entspricht Empfindlichkeit, Abszisse entspricht z – Position: Anordnung a) *Modell I* b) *Modell II* mit $I_{S2} = -0.1171$ und $r_{S2} = 3 \cdot r_{S1}$

4.3 Elektrische Kompensation einer Spulenordnung

Wie in Kapitel 3.3 beschrieben, bestehen aufbaubedingt bei gradiometrischen Spulenordnungen Verstimmungen der Spulen, die zu fehlender Reproduzierbarkeit führen.

Zur Lösung wird eine zweite Senderspule gemäß Abbildung 4.5 b) geschaltet. Diese zweite Senderspule gleicht Asymmetrien in den beiden Sekundärspulen aus und bringt das Gradiometer in einen definierten Zustand.

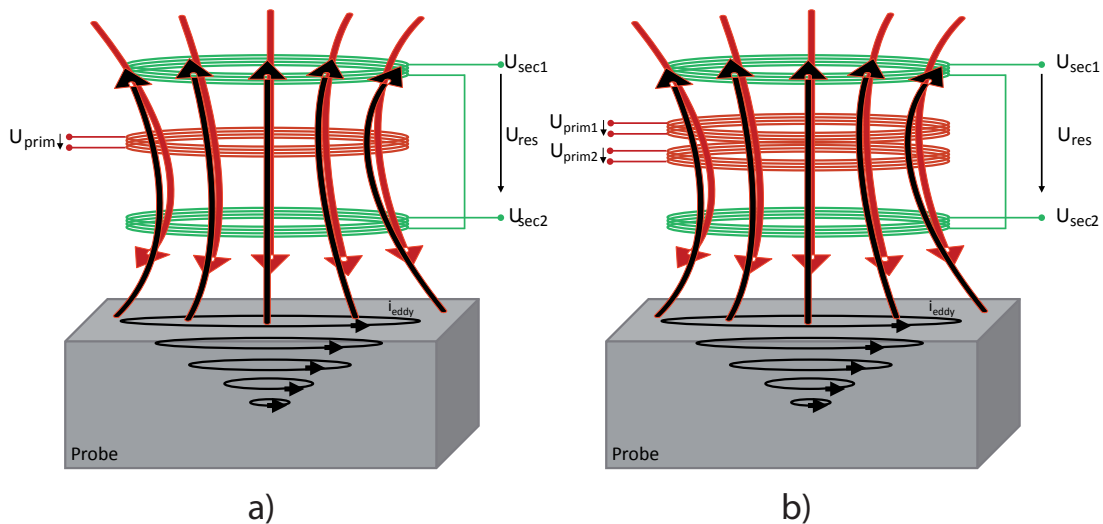


Abbildung 4.5: Gradiometrische Spulenordnung a) mit einer Senderspule, b) mit zwei Senderspulen

Um den Einfluss der Gradiometerverstimmung auf das Messsignal theoretisch bestimmen zu können, wird ein analytisches Modell in *Matlab*® mittels der Grundlagen aus 4.1 entwickelt. Das Modell soll darüber hinaus dazu dienen, einen funktionalen Zusammenhang zwischen geometrischer und elektrischer Verstimmung herzustellen, um so festzustellen wie ein geometrisch verstimmtes Gradiometer durch Einstellen der Ströme der beiden Senderspulen, abgeglichen werden kann. [101]

Dabei werden folgende vereinfachende Annahmen getroffen:

- Die räumlich ausgedehnten Senderspulen werden durch Leiterschleifen in der xy Ebene der infinitesimalen Länge dl und dem Radius r , wie in Abbildung 4.6, ersetzt, die am Ort r' von einem Strom I durchflossen werden und nach Biot-Savart am Ort r die magnetische Flussdichte \vec{B} erzeugen.
- Die Messspulen werden durch nichtleitende Luftspulen ersetzt. Das bedeutet, dass die Messspule keinen Einfluss auf das Magnetfeld hat. Sie ist hochohmig abgeschlossen.

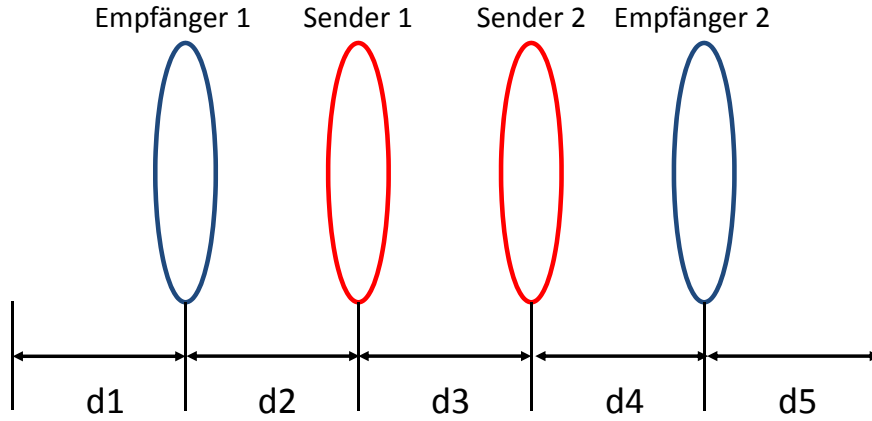


Abbildung 4.6: Schematische Darstellung der Sender- (rot) und Empfängerspulen (blau) sowie der Abstände zwischen den Spulen für die analytische Modellierung in *MATLAB*©

Die Ströme der Senderspule I_{S1} und I_{S2} sowie die Abstände zwischen den Spulen d_2 und d_4 (Abbildung 4.6) werden variiert. Der Abstand zwischen den beiden Sendern wird mit $d_3 = 1 \text{ mm}$ sowie die Summe der beiden Einzelströme der Senderspule I_{S1} und I_{S2} mit $I_{S1} + I_{S2} = 366 \text{ mA}$ konstant gehalten. Berechnet werden die Magnetfelder bei Variation der Ströme I_{S1} und I_{S2} sowie der Abstände d_2 und d_4 . Im experimentellen Aufbau sind Variationen der Ströme in 1 mA -Schritten möglich. Für die Phasen gilt in der Praxis eine Einstellgenauigkeit von $0,01^\circ$. Die Fertigungstoleranz bei der Fertigung des verwendeten Trägermaterials der Spulen aus POM liegt bei $\pm 0,1 \text{ mm}$. Um die Ergebnisse der quasianalytischen Berechnungen und experimentellen Untersuchungen vergleichen zu können, werden die gleichen Toleranzen für Strom, Phase und Geometrie aus den Experimenten für die Berechnungen verwendet. Es werden Abstände d_2 und d_4 mit von $4,9 \text{ mm}$ bis $5,1 \text{ mm}$ in $0,01 \text{ mm}$ Schritten simuliert. Betrachtet wird die Abhängigkeit zwischen elektrischer und geometrischer Verstimmung, das heißt, die Fragestellung, wie eine geometriebedingte Verstimmung abgeglichen werden kann, beantwortet.

Im folgenden werden die Ergebnisse der analytischen Berechnungen aus Kapitel 4.3 vorgestellt. Im Fokus dieser Untersuchung stand einen funktionalen Zusammenhang zwischen elektrischer und geometrischer Parametern zu erhalten und somit zu zeigen, wie man eine geometriebedingte Verstimmung elektrisch abgleichen kann. Ein Ergebnis ist in Abbildung 4.7 dargestellt.

Bei einer horizontalen Verstimmung, das heißt bei Variation der Abstände d_4 und d_2 gilt der folgende funktionale Zusammenhang zwischen den Strömen und den Abständen für einen Abgleich:

$$\frac{d_4}{d_2} = -0,044\left(\frac{I_{S2}}{I_{S1}}\right)^2 + 0,19\left(\frac{I_{S2}}{I_{S1}}\right) + 0,86 \quad (4.19)$$

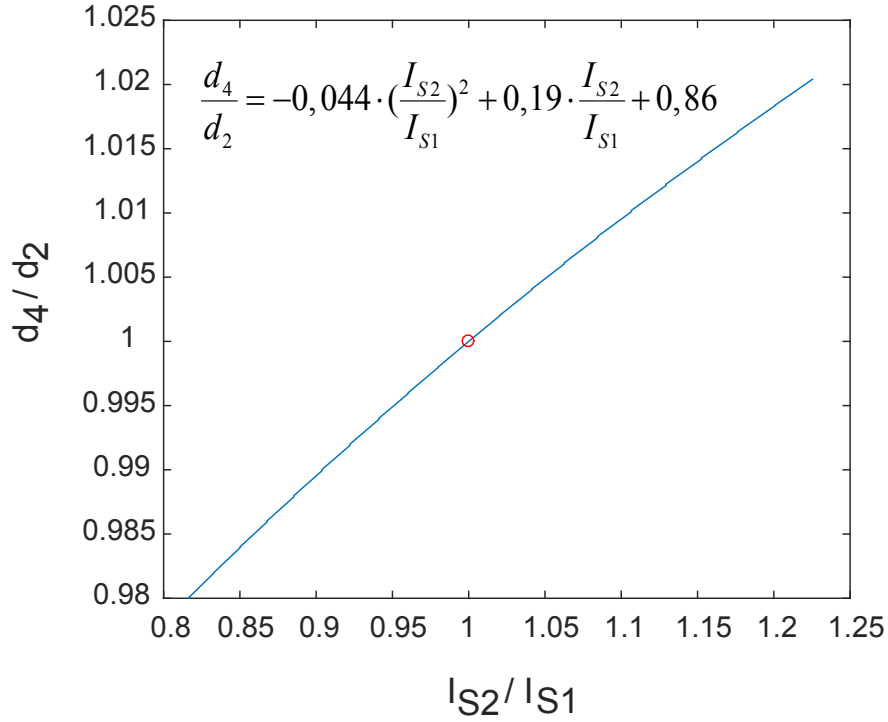


Abbildung 4.7: Abgleich eines Gradiometers bei horizontaler Verschiebung der Spulen. Abszisse: Verhältnis der Ströme I_{S1} und I_{S2} Ordinate: Verhältnis der Abstände d_2 zu d_4 gemäß Abbildung 4.6

Gleichung 4.19 ist dabei abhängig vom Abstand d_3 zwischen den beiden Sendern sowie von den Spulenradien. Unabhängig von diesen Parametern bleibt der quadratische funktionale Zusammenhang in der Form

$$\frac{d_4}{d_2} = a\left(\frac{I_{S2}}{I_{S1}}\right)^2 + b\left(\frac{I_{S2}}{I_{S1}}\right) + c \quad (4.20)$$

erhalten. Die Abhängigkeit der Koeffizienten a , b und c aus Gleichung 4.20 vom Abstand normierten d_3 zwischen Sender 1 und Sender 2 wird in den folgenden Gleichungen 4.21, 4.22 und 4.23 beschrieben:

$$a = -0,00047(d_3)^3 + 0,0086(d_3)^2 - 0,056(d_3) + 0,0034 \quad (4.21)$$

$$b = 0,00066(d_3)^3 - 0,021(d_3)^2 + 0,22(d_3) - 0,0079 \quad (4.22)$$

$$c = -0,00019(d_3)^3 + 0,012(d_3)^2 - 0,16(d_3) + 1 \quad (4.23)$$

Die Abhängigkeit der Koeffizienten a , b und c vom normierten Spulenradius r_S wird durch folgende Gleichungen 4.24, 4.25 und 4.26 beschrieben:

$$a = -1,9e^{-3}(r_S)^3 + 0,00045(r_S)^2 - 0,004(r_S) + 0,067 \quad (4.24)$$

$$b = 7,2e^{-5}(r_S)^3 - 0,002(r_S)^2 + 0,019(r_S) + 0,03 \quad (4.25)$$

$$c = -5,7e^{-5}(r_S)^3 - 0,0016(r_S)^2 + 0,015(r_S) + 0,77 \quad (4.26)$$

Variiert man die Parameter d_2 und d_4 leicht über die Grenzen der Fertigungstoleranzbereiche hinaus, so erhält man, wie in Abbildung 4.8 zu sehen einen exponentiellen Zusammenhang zwischen den geometrischen und elektrischen Verhältnissen.

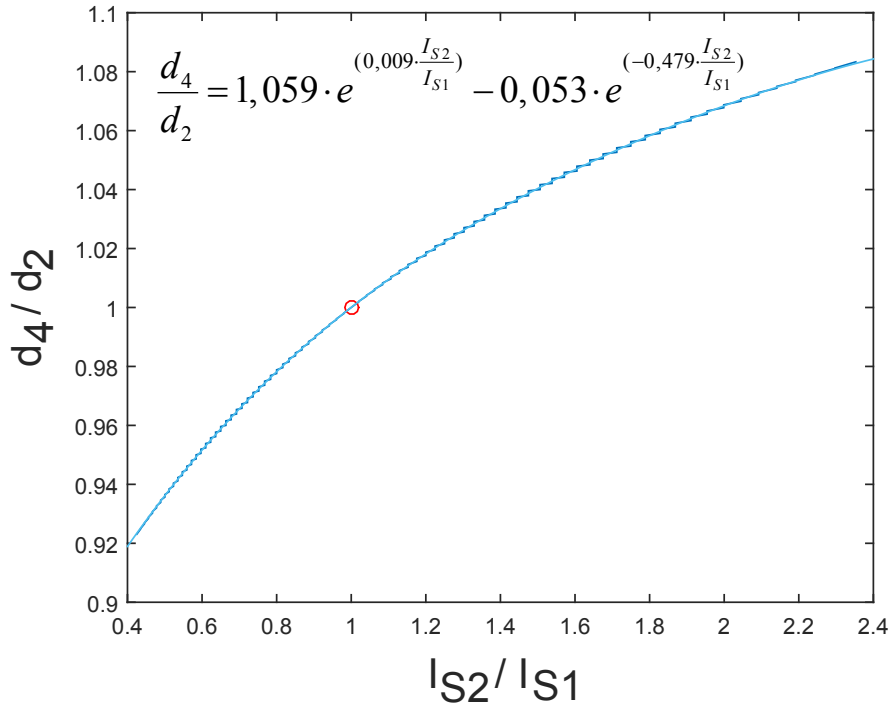


Abbildung 4.8: Abgleich eines Gradiometers bei horizontaler Verschiebung der Spulen an den Grenzen der Fertigungstoleranzen. Abszisse: Verhältnis der Ströme I_{S1} und I_{S2} Ordinate: Verhältnis der Abstände d_2 zu d_4 gemäß Abbildung 4.6

Eine vertikale Verschiebung der Senderspulen kann durch Variation der Phasen der Senderströme ausgeglichen werden. Gleichzeitig kann auch eine vertikale oder horizontale Verschiebung der Senderspulen sowohl durch Phasen als auch Betrag der Senderströme ausgeglichen werden.

5. Geometrische Modellierung unterschiedlicher Spulengeometrien

In Kapitel 4.1 wurden die formellen, theoretischen Zusammenhänge der Magnetfeldberechnung für tomographische Systeme mittels Transmissions - Tastspulen sowie kompensierte Systeme mittels Gradiometer - Tastspulen beschrieben, mit *Matlab*® analytisch berechnet und die Ergebnisse diskutiert. Der Prüfkörper war bei diesen Betrachtungen infinitesimal klein. Für die Berechnungen bei ausgedehnten Prüfkörpern und Berücksichtigung von Materialparametern und Signalfrequenzen wird in diesem Kapitel das Problem anhand einer Finite-Elemente-Analyse (FEA) in *Comsol*® betrachtet. Die Theorie zur Finiten Elemente Analyse von Wirbelstromanwendungen ist in der Literatur ausführlich beschrieben [11], [27], [102]. Um den bei den bei FEA's nicht unwesentlichen Rechenaufwand zu reduzieren und die Parameter einzugrenzen, werden zur Simulation die Ergebnisse aus den quasianalytischen Berechnungen (Kapitel 4.2 und 4.3) verwendet. Zunächst wird innerhalb einer zweidimensionalen Betrachtung die Mindestgröße eines Prüfkörpers ermittelt. Das bedeutet, die Mindestgröße eines kugelförmigen Prüfkörpers, welche gerade noch von den Empfängern detektiert werden kann. Die Kriterien für diese Definition der Mindestgröße werden in diesem Kapitel noch vertieft. Anschließend wird diese Mindestgröße des Prüfkörpers innerhalb einer 3-dimensionalen Analyse verwendet und die Position des Prüfkörpers variiert. Die Spannungen in den Empfängerspulen, der Messspulen, werden ausgewertet und als Messsignale bezeichnet. Von Interesse ist dabei die Qualität und Quantität der Messsignale in Abhängigkeit der Prüfkörperposition. Die Ergebnisse werden dann in den Kapiteln 5.2 und 5.3 beschrieben und diskutiert. Um

sowohl die analytische als auch die geometrische Modellierung für eine Validierung der Ergebnisse nicht nur untereinander zu vergleichen, sondern die Modelle auch an praktischen Gegebenheiten anzupassen werden in Kapitel 6 experimentelle Untersuchungen mit den Systemen durchgeführt. Ziel ist es ein Programm zu entwickeln, das es erlaubt geeignete Spulengeometrien und Bestromungsmuster in einem Sensorsystem an beliebige Gegebenheiten, Prüfkörpergrößen und -positionen anzupassen. Das analytische Modell in *Matlab*® soll in einer Schleife aus Vergleichen mit FEA und Experimenten soweit optimiert werden, dass zukünftig auf aufwendige Simulationen und experimentellen Untersuchungen verzichtet werden kann. [103]

5.1 Geometrische Modellierung in Comsol

Das Softwarepaket, das zur Modellierung der physikalischen Aufgabenstellung verwendet wird, ist Comsol Multiphysics® (Version: Multiphysics 4.2), welches softwaretechnisch auf Matlab aufbaut und nach der Finite-Elemente-Methode arbeitet. Hierbei wird das Teilpaket AC/DC verwendet. Da die Genauigkeit der numerischen Ergebnisse sehr stark von der Qualität der Diskretisierung abhängt wird zur Berechnung eine Hardware verwendet, die es ermöglicht geometrische Simulationen bis zu 10 Millionen Freiheitsgraden zu lösen. Die Workstation, auf die Finite-Elemente-Analyse mittels Comsol Multiphysics® durchgeführt wird ist ein Intel Xeon X5260 4-Kern-Prozessor mit 96 GB RAM und einer Performance von 43,5 GFlops. Die elektromagnetischen Gleichungen und Einstellungen, welche in *Comsol*® zur Simulation der Modelle verwendet wurden, sind bereits ausführlich in der Literatur [45], [104] und [105] beschrieben.

Die Methodik zur geometrischen Modellierung erfolgt in fünf Schritten:

- Geometrischer Aufbau

Die geometrische Aufbau ist die Grundlage der Gebietsbedingungen, Randbedingungen und der Diskretisierung. Die Entwicklung des geometrischen Modells erfolgt aus der Geometrie realer Objekte des Systems und der dazugehörigen Theorie heraus. Dabei wird das geometrische Modell passend vereinfacht, um die Gebietsbedingungen, Randbedingungen und die Diskretisierungen einzustellen. In der Simulation der Spulenanordnungen aus den Kapiteln 2.3 und 2.4 werden die wesentlichen Teile modelliert, welche zur Berechnung und Analyse der elektromagnetischen Felder eine Rolle spielen. Die Spulen, die der Erzeugung der Magnetfelder dienen, bestehen im Experiment aus mehreren Drahtwindungen. Für den geometrischen Aufbau in *Comsol*® wird diese unter Berücksichtigung des Füllfaktors, d.h. des Ausnutzungsgrades des verfügbaren Spulenwickelraumes, als Hohlzylinder modelliert (siehe Abbildung 5.1). Aus der Kenntnis der Anzahl der Drahtwin-

dungen und dem Drahtdurchmesser der Spule resultiert ein rechteckiger Spulenquerschnitt (current sheet approximation). In Abbildung 5.1) wird dieser Zusammenhang am Beispiel der Transmissions - Tastspulen erklärt. Mit den entsprechenden Spulenradien r_i und r_a der beiden Sender $S1$ und $S2$ werden die Spulen mit Hohlzylindern modelliert

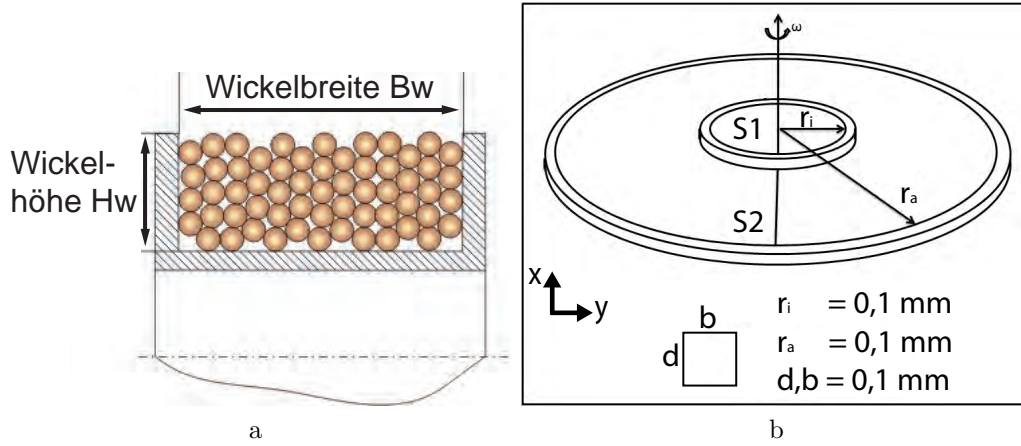


Abbildung 5.1: Geometrischer Aufbau der Transmissions - Tastspulen. a) rechteckiger Spulenquerschnitt 0.1 mm x 0.1 mm [106], b) Senderspule modelliert als Hohlzylinder

Hierbei entspricht der mechanische Füllfaktor einer Wicklung dem Verhältnis der gesamten Windungsquerschnittsfläche, d.h. dem Drahtquerschnitt inklusive der Isolierung, zur Querschnittsfläche des Wickelraumes. Dabei erfolgt die Beschreibung des in den Wickelraum eingebrachten Kupfers mit dem Kupfer-Füllfaktors k_{Cu} nach [107] mit

$$k_{Cu} = \frac{A_D \cdot N}{B_w \cdot H_w} = \frac{\frac{1}{4} \cdot \pi \cdot d_{DCu}^2 \cdot N}{B_w \cdot H_w} \quad (5.1)$$

und A_D als Drahtquerschnitt (Kupferleiter + Isolierung), d_{DCu} als Drahtdurchmesser (Kupferleiter + Isolierung), B_w als Wickelbreite, H_w als Wickelhöhe und N als Anzahl der Drahtwindungen. Zur Berücksichtigung der Stromverdrängung im Spulenpaket werden unter dem Punkt Rand- und Gebietsbedingungen Gleichungen 5.2 und 5.3 für komplexe Materialeigenschaften eingeführt.

- Setzen der Rand- und Gebietbedingungen

Jeder Teil in der Geometrie der Modellierung wird mit Gebietsbedingungen definiert. Im vorliegenden Fall werden die Prüfkörper Spulen, Prüfkörper und die Umgebung mit Randbedingungen belegt. Die Gebietsbedingungen gliedern sich in die drei Materialkomponenten Permeabilität, Permittivität und Leitfähigkeit.

Wenn das magnetische Feld in einer Spule mit vielen Windungen durch einen Wechselstrom hoher Frequenz erregt wird, ändern sich die komplexe Permeabilität und die elektrische Leitfähigkeit des Materials der Spule durch den Skin- und Proximity-Effekt. Gleichung 5.2 dient der Berechnung der komplexen Permeabilität μ_{eff} [108] zur Materialkonstante der Spule :

$$\mu_{eff} = (1 - c_2)\mu_0 + c_2\mu_0 \frac{\tanh\sqrt{j c_1 \Omega}}{\sqrt{j c_1 \Omega}} \quad (5.2)$$

Die komplexe Leitfähigkeit σ_{eff} [108] ist dabei definiert mit:

$$\sigma_{eff} = \frac{1}{\varrho_r - \frac{1}{3}j\omega\mu_{eff}(r_{Draht} + r_{Lack})^2} \quad (5.3)$$

Für den spezifischen Widerstand ϱ_r [108] gilt der Zusammenhang

$$\varrho_r = \frac{1}{\sigma k_{Cu}} \left(\frac{\sqrt{j c_3 \Omega}}{\tanh\sqrt{j c_3 \Omega}} + j c_4 \Omega \right) \quad (5.4)$$

Dabei sind c_1, c_2, c_3, c_4 Funktionen des Füllfaktors [108] für die gilt:

$$c_1 = -0,0714373k_{Cu}^3 + 0,684158k_{Cu}^2 + 0,687385k_{Cu} + 0,775607 \quad (5.5)$$

$$c_2 = \frac{3}{2} \frac{k_{Cu}}{c_1} \quad (5.6)$$

$$c_3 = -0,215718k_{Cu}^3 + 0,722321k_{Cu}^2 + 0,00860551k_{Cu} + 0,882464 \quad (5.7)$$

$$c_4 = 0,425218 - \frac{\log(k_{Cu})}{2} - \frac{1}{3}c_3 \quad (5.8)$$

Ω beschreibt die dimensionslose Frequenz, ω die Kreisfrequenz und μ_0 die magnetische Feldkonstante. Mit $(r_{Draht} + r_{Lack})$ wird der Radius des Drahts zuzüglich des Lacks auf der Spule angegeben. ϱ_r ist der relative spezifische Widerstand.

Die Randbedingungen der Senderspulen werden mit der Option "Multi Turn Coil Domain" gesetzt. Es wird ein sinusförmiger Strom simuliert, der durch die Sen-

derspule fließt. Dann wird das räumliche Magnetfeld vom Sender aus nach den Randbedingungsgleichungen aufgebaut.

Die Option "Multi Turn Coil Domain" definiert die Stromdichte \vec{J}_e in den Spulen [109]:

$$\vec{J}_e = \frac{NI_{coil}}{a_S} \vec{e}_{coil} \quad (5.9)$$

Dabei ist N die Windungszahl, I_{coil} der Strom, \vec{e}_{coil} die Stromrichtung und a_S der Drahtquerschnittsfläche der Senderspule.

Das Magnetfeld \vec{B} wird beschrieben mit [109]:

$$\vec{B} = \nabla \times \vec{A} \quad (5.10)$$

\vec{A} ist das Vektorpotential.

Gleichung 5.11 löst dabei das magnetische und elektrische Feldproblem [109].

$$(j\omega\sigma - \omega^2\epsilon_0\epsilon_r)\vec{A} + \nabla \times (\mu_0^{-1}\mu_r^{-1}\vec{B}) - \sigma\vec{v} \times \vec{B} = \vec{J}_e \quad (5.11)$$

Dabei ist ω die Kreisfrequenz, σ die Leitfähigkeit des Materials, ϵ_0 die elektrische Feldkonstante, ϵ_r die relative Permittivität, μ_0 die magnetische Feldkonstante, μ_r die relative Permeabilität und \vec{v} die Geschwindigkeit. Gleichung 5.11 stammt aus dem Maxwell-Ampèreschen Gesetz [109].

$$\nabla \times \vec{H} = \vec{J} + \frac{\partial \vec{D}}{\partial t} = \sigma\vec{E} + \sigma\vec{v} \times \vec{B} + \vec{J}_e + \frac{\partial \vec{D}}{\partial t} \quad (5.12)$$

Die magnetische Feldstärke \vec{H} , die elektrische Flussdichte \vec{D} und die elektrische Feldstärke \vec{E} sind in Comsol[®] definiert mit:

$$\vec{H} = \mu_0^{-1}\mu_r^{-1}\vec{B} \quad (5.13)$$

$$\vec{D} = \epsilon_0\epsilon_r\vec{E} \quad (5.14)$$

$$\vec{E} = -j\omega\vec{A} \quad (5.15)$$

- Diskretisierung

Nach Erstellen der Problemgeometrie, setzen der Randbedingungen und Eingabe der Materialparameter folgt die Diskretisierung. Das bedeutet, dass alle modellierten Prüfkörper in finite Elemente zerlegt werden. Die Lösungen werden anhand der einzelnen Elemente nach partiellen Differentialgleichungen mit den entsprechenden Randbedingungen berechnet [110]. Die Diskretisierung ist ein wesentlicher Bestandteil der Simulation, da die Genauigkeit der numerischen Ergebnisse sehr stark von der Qualität der Diskretisierung, bzw. der Vernetzung abhängt. Vernetzt ist das Modell in der vorliegenden Arbeit mit Tetraedern. Als Formfunktion dient eine quadratische Lagrange-funktion. Um die Rechenkapazität zu verringern, ist die Oberfläche der Problemgeometrie fein und mit einer Elementvergrößerungsrate von Faktor 3 ins Innere des Körpers vernetzt. Eine adaptive Netzverfeinerung unter Berücksichtigung der Netzqualität diente dabei zur Validierung der Simulation. Die passende Diskretisierung ist dabei eine wichtige Voraussetzung, die über die Größe der Abweichung der Ergebnisse beeinflusst. Die minimale Elementqualität ist ein wichtiger Wert für die Diskretisierung. Die Werte der minimalen Elementqualität müssen mindestens 0,1 [111] betragen. Je kleiner der Wert ist, desto spitzwinkliger wird das Element (vgl. Abbildung 5.2).

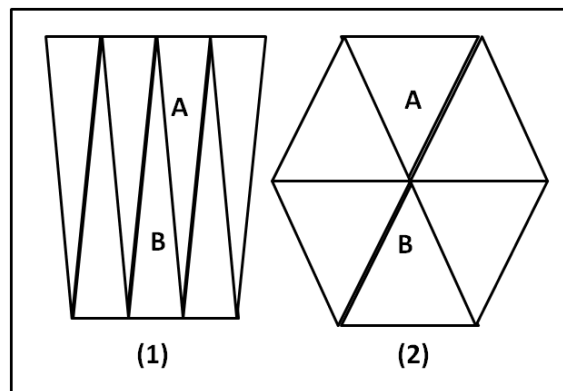


Abbildung 5.2: Schlechte Elementqualität (1) und gute Elementqualität (2)

Das Netz (1) in Bild 5.2 besteht aus spitzwinkligen Dreiecken. Das Element von Netz (1) ist so groß wie zwei Elemente in Netz (2). Das Ergebnis des Elements in Netz (1) ist von der "richtigen" Ergebnis sehr stark abweichend, wobei sich die Abweichung durch die iterative Rechnung in Comsol[®] noch vergrößert. Daraus resultiert ein sehr ungenaues bzw. sehr stark vom "richtigen" Ergebnis abweichendes Simulationsergebnis.

- Lösen

In [112] werden unterschiedliche Solver zum Lösen elektromagnetischer Model-

le in Comsol® analysiert und verglichen. Für diese Simulation wird der GMRES (generalized minimal residual) verwendet. Der Solver arbeitet nach einer iterativen Methode mit einem GMG (geometrical grid) solver als Vorkonditionierer, Standardglättern und geeigneten Löserparametern zur Lösung von Wirbelstromanwendungen.

- Parameteranalyse

Die Simulation dient dazu die Veränderung der Magnetfelder bei Änderung der geometrischen und elektrischen Spulenparameter zu betrachten. Dabei werden für die Spulenparameter I_{S1} , I_{S2} , r_{S1} , r_{S2} , r_i , r_a und d die Ergebnisse aus den analytischen Berechnungen aus Kapitel 4 verwendet, die in Kapitel 4.2 und Kapitel 4.3 aufgelistet sind. Es wurde die minimal aufzulösende Objektgröße, als der minimale Prüfkörperradius r_{min} , bei der sich das zu messende Messsignal an der Empfänger-spule um mindestens 10 % ändert, definiert. Darüber hinaus gilt ein Prüfkörper erst dann als detektierbar, wenn die erzeugte Spannung in den Messspulen mindesten $1mV$ beträgt. Auf diese Weise ist gewährleistet, dass die Simulation auch durch experimentelle Aufbauten nachgebildet werden kann. Die Mindestobjektgröße wurde in einer 2D Simulation ermittelt. Mit dieser so ermittelten Prüfkörpergröße wurde anschließend eine 3D Simulation für unterschiedliche Prüfkörperpositionen durchgeführt.

Von Interesse sind dabei die beiden Fragestellungen:

- kleinste noch aufzulösende Prüfkörpergröße an verschiedenen Orten im Raum zwischen Sender und Empfänger bei tomographischen Anordnungen und in der Umgebung der Spulen bei gradiometrischen Spulenanordnungen und
- kleinster aufzulösender horizontaler d_x und vertikaler d_z Abstand zwischen zwei Prüfkörpern, um noch als zwei einzelne Prüfkörper erkannt zu werden (siehe Abbildung 5.3).

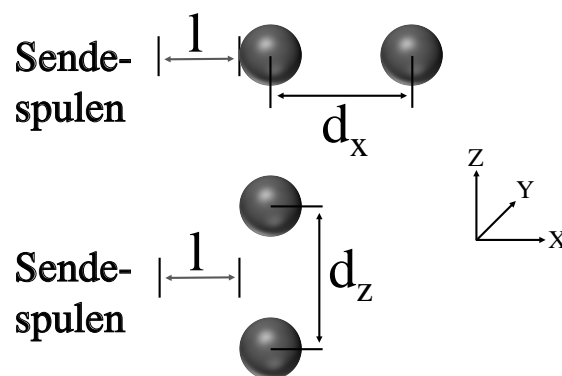


Abbildung 5.3: Bestimmung der Mindestabstände, die zwei kugelförmige Prüfkörper haben müssen, um sie noch unterscheiden zu können.

Analog zu den quasianalytischen Berechnungen in Matlab in Kapitel 4 sowie dem nachfolgenden experimentellen Untersuchungen in Kapitel 6 werden für die geometrische Modellierung zur besseren Vergleichbarkeit ebenfalls die gleichen Rand- und Gebietsbedingungen und Rechenvorschriften verwendet und lediglich die Spulengeometrie variiert. Die geometrischen Modelle für tomographische und gradiometrische Systeme mittels Tastspulen unterscheiden sich somit lediglich in ihrem geometrischen Aufbau der nachfolgend in den Kapiteln 5.2 und 5.3 beschrieben wird.

5.2 Geometrische Modellierung tomographischer Systeme mit Transmissions - Tastspulen

Abbildung 5.4 zeigt den geometrischen Aufbau der beiden konzentrisch angeordneten Senderspulen, mit $I_{S1}=1$ A, $I_{S2}=-0,1252$ A, $r_{S1}=1$ mm $r_{S2}=3$ mm, einer Querschnittsfläche von $0,01$ mm² sowie einer elektrischen Leitfähigkeit von $5,998 \cdot 10^7$ S/m. Die Frequenz des Erregerstroms beträgt 200 kHz. [103]

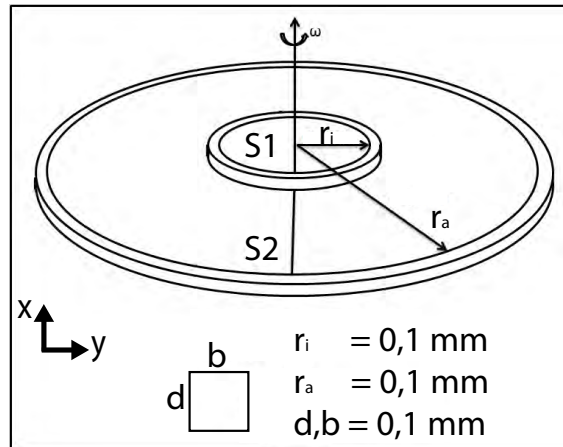


Abbildung 5.4: Modellierung der beiden Senderspulen $S1$ und $S2$

Sowohl die Sender- als auch die Empfängerspulen sind konzentrisch angeordnet, um die Geometrie einfach zu halten. Die Empfängerspulen $E_1, E_2, \dots E_n$ werden als konzentrisch angeordnete Ringleiter in einem variablen Abstand und Radius zum Sender definiert (vgl. Abbildung 5.5).

Die Spulenradien werden parametrisiert, um die optimalen Spulenparameter zu erhalten. Der Abstand zwischen Sender- und Empfängerspulen beträgt 15 mm, somit das 15-fache des Radius r_i Senderspule $S1$. Der Radius und die Position des kugelförmigen elektrisch leitfähigen Prüflörpers aus Abbildung 5.6, welches sich im Raum zwischen Sender- und Empfängerspulen befindet, ist parametrisiert. Der Prüfkörper ist genauso wie die Spulenkörper aus Kupfermaterial, homogen elektrisch, linear, und anisotrop mit einer elek-

trischen Leitfähigkeit von $5,998 \cdot 10^7$ S/m. Weiterer Bestandteil der Geometrie ist die Umgebung der Spulenordnung. Um die Anzahl der Elemente, auf die im Kapitel 5.1 eingegangen wurde zu minimieren, wird die Umgebung in zwei Teilgeometrien, einen Zylinder und einer Kugel, aufgeteilt (vgl. Abbildung 5.5). Während der Simulation wird der Prüfkörper mit unterschiedlichen Radien an 500 unterschiedlichen Positionen innerhalb des Raumes zwischen Sender- und Empfängerspulen platziert. In der Auswertung werden die Fragestellungen aus Kapitel 5.1 beantwortet.

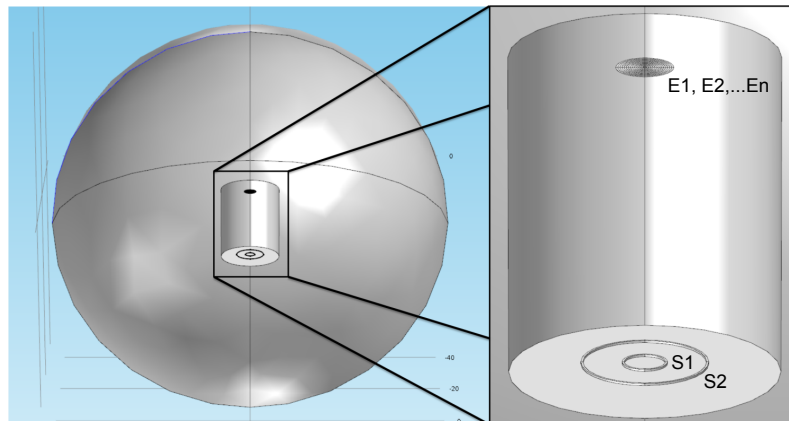


Abbildung 5.5: Transmissions-Spulenordnung bestehend aus zwei Senderspule S_1 und S_2 , die als Hohlzylinder konzentrisch angeordnet sind. Gegenüberliegen befinden sich, als Ringleiter modelliert, die Empfängerspulen. Die Spulenordnung befindet sich in einem Zylinder aus Luft. Dieser Zylinder wiederum befindet sich in einer ebenfalls mit Luft definierte Kugel. Diese Anordnung dient der Netzqualität.

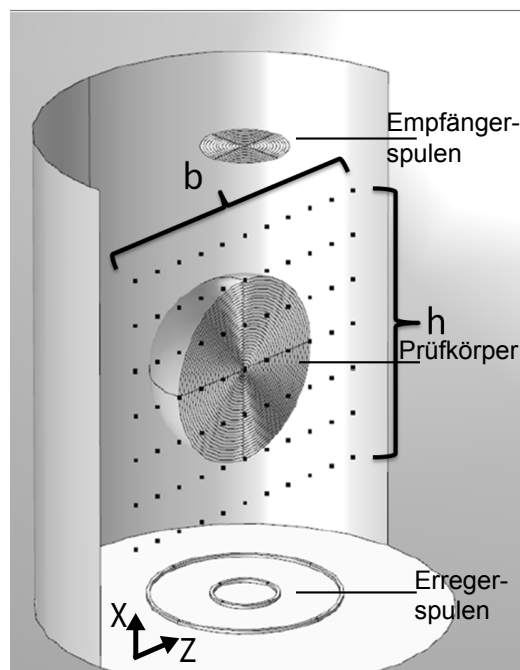


Abbildung 5.6: Geometrische Modellierung tomographischer Systeme mit Transmissions - Tastspulen

Von Interesse sind die Mindestgröße, die ein Prüfkörper im Raum haben muss, um ihn noch detektieren zu können, sowie der horizontale d_x und vertikale d_z Mindestabstand den zwei Prüfkörper haben müssen, um sie noch unterscheiden zu können. Um diese zu bestimmen, werden Prüfkörper in Form einer Kugel modelliert und ihre Position im Raum zwischen $S1$ und $S2$ in definierten Schritten variiert. Die Geometriewahl der Kugel ist aufgrund ihrer einfachen Symmetrie und der damit verbundenen Wirkung auf das Magnetfeld besonders günstig (vgl. Abbildung 5.7).

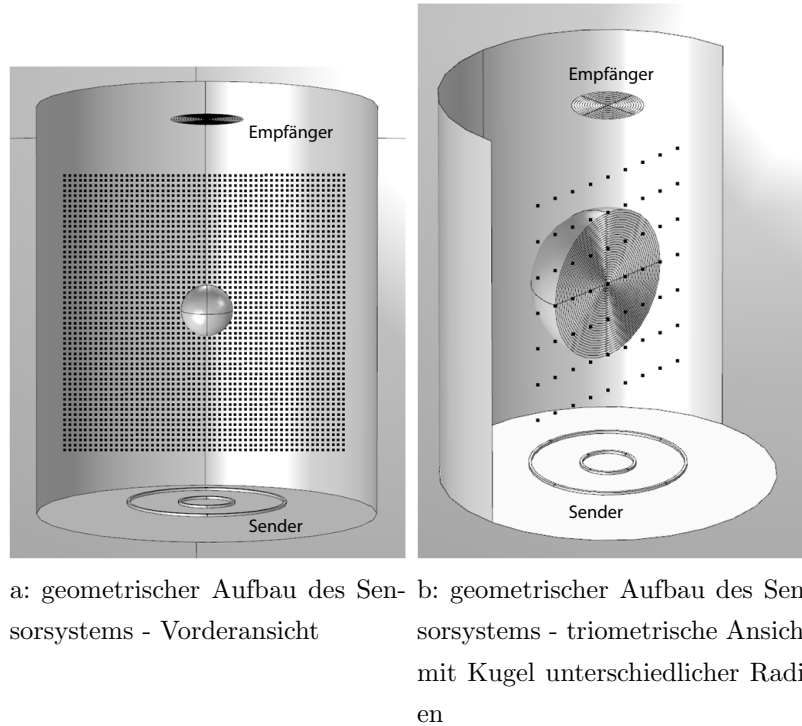


Abbildung 5.7: Transmissions-Spulenordnung bestehend aus zwei Senderspule S_1 und S_2 sowie gegenüberliegenden Empfängerspulen. Im Raum zwischen Sende- und Empfängerspulen befindet sich ein kugelförmiger Prüfkörper. Der Radius und die Position im Raum sind parametrisiert. Die Punkte im Raum kennzeichnen die verschiedenen Prüfkörperpositionen.

Die Randbedingungen für die Senderspule werden, wie in Kapitel 5.1 beschrieben, mit der Option "Multi Turn Coil Domain" für die Comsol[®]-Analyse gewählt. Es wird ein sinusförmiger Strom konstanter Amplitude simuliert, der durch die Senderspule fließt. Dann wird das räumliche Magnetfeld vom Sender aus nach den Randbedingungsgleichungen aus Kapitel 5.1 aufgebaut. Abbildung 5.8 zeigt das reduzierte geometrische Modell. Die dazugehörigen Daten sind in Tabelle 5.1 aufgelistet. Das zu wählende Stromintervall wurde in den quasianalytischen Berechnungen (Kapitel 4.1 und 4.2) bestimmt. Der Strom fließt im Intervall $-0,12 \text{ A} < I < -0,13 \text{ A}$, wenn das Magnetfeld am Empfänger ca. null ist. Anschließend wird der Strom $I/2$ im Intervall $-0,12 \text{ A} < I < -0,13 \text{ A}$ in 1 mA-Schritten in Comsol[®] variiert bis der optimale Strom gefunden wird.

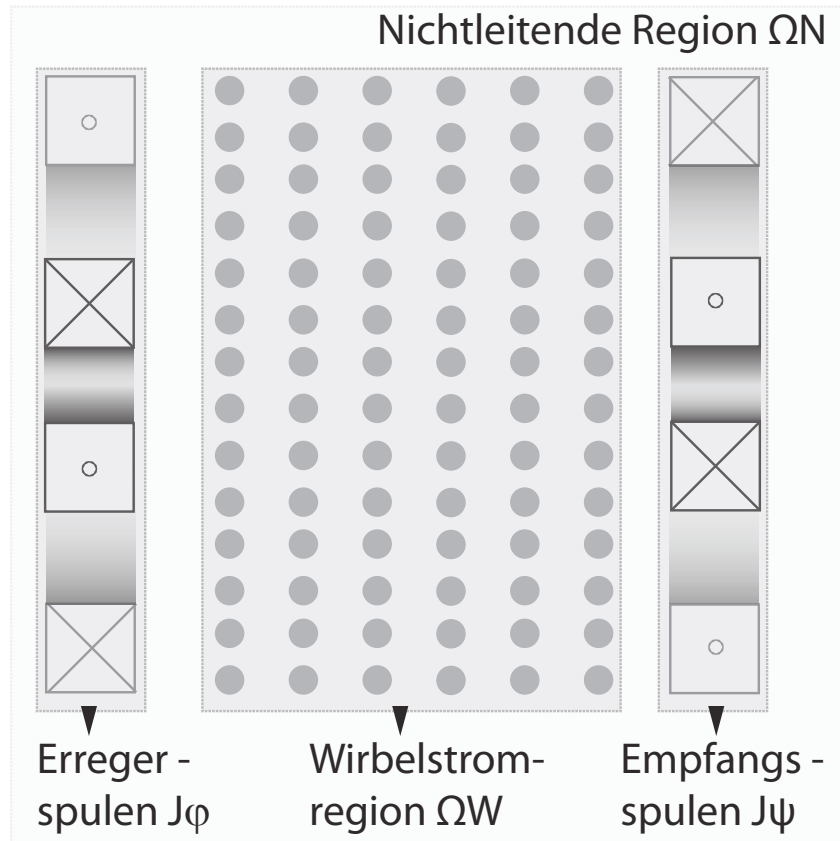


Abbildung 5.8: Transmissions-Spulenordnung bestehend aus zwei Senderspulen J_ϕ und zwei Empfangsspulen J_ψ . Im 3-dimensionalen Raum zwischen J_ϕ und J_ψ befindet sich ein isotroper kugelförmiger Prüfkörper Ω_W Radius r_{sp} , einer relativen Permeabilität $\mu_r > \mu_0$, einer elektrischen Leitfähigkeit $\sigma > 0$ und einer relativen Permittivität $\varepsilon_r > \varepsilon_0$. Die Position der Kugel wird in alle drei Raumrichtungen variiert. Umgeben ist das Modell von einer nicht leitenden Region Ω_N mit $\sigma=0$, $\mu_r=\mu_0$ und $\varepsilon_r=\varepsilon_0$

Spulenordnung mit	einer Senderspule	zwei Senderspulen
Strom I_1 des Sender S_1 in A:	1	1
Strom I_2 des Sender S_2 in A:	-	-0,1252
Frequenz f in Hz:	200×10^5	200×10^5
Windungszahl N von S_1 und S_2 :	1	1
Drahtquerschnitt A von S_1 und S_2 in mm^2 :	0,01	0,01
Leitwert σ von S_1 in S/m:	$5,998 \times 10^7$	$5,998 \times 10^7$
Leitwert σ von S_2 in S/m:	-	$5,998 \times 10^7$

Tabelle 5.1: Randbedingungen

Die Ergebnisse der unter Kapitel 5.2 beschriebenen Simulation werden im folgenden gezeigt. Die Achsenbeschriftung x und y in den folgenden Abbildungen entspricht der Orientierung aus Abbildung 5.4.

In Abbildung 5.9 ist der Vergleich zwischen einer tomographischen Spulenanordnung mit nur einem Sender und der veränderten Spulenanordnung mit zwei Sendern zu sehen. Bei dieser Simulation befindet sich noch kein Prüfkörper im Raum zwischen Sender und Empfänger. Die durch den Prüfkörper hervorgerufenen räumlichen Änderungen der magnetischen Flussdichte sind im Vergleich zu Modellen mit nur einem Sender bei Anordnungen mit zwei Sendespulen mit entsprechenden Spulenströmen um einige Größenordnungen größer. Grund dafür ist die veränderte Feldgeometrie der magnetischen Flussdichte, welche zur Reduzierung von B_0 führt. Die magnetische Flussdichte hat, durch das Hinzuschalten einer zweiten Senderspule S_2 , bzw. der daraus resultierenden Überlagerung der beiden Magnetfelder aus S_1 und S_2 , im Aufenthaltsbereich eines Prüfkörpers eine räumlich fokussierende Wirkung. [103]

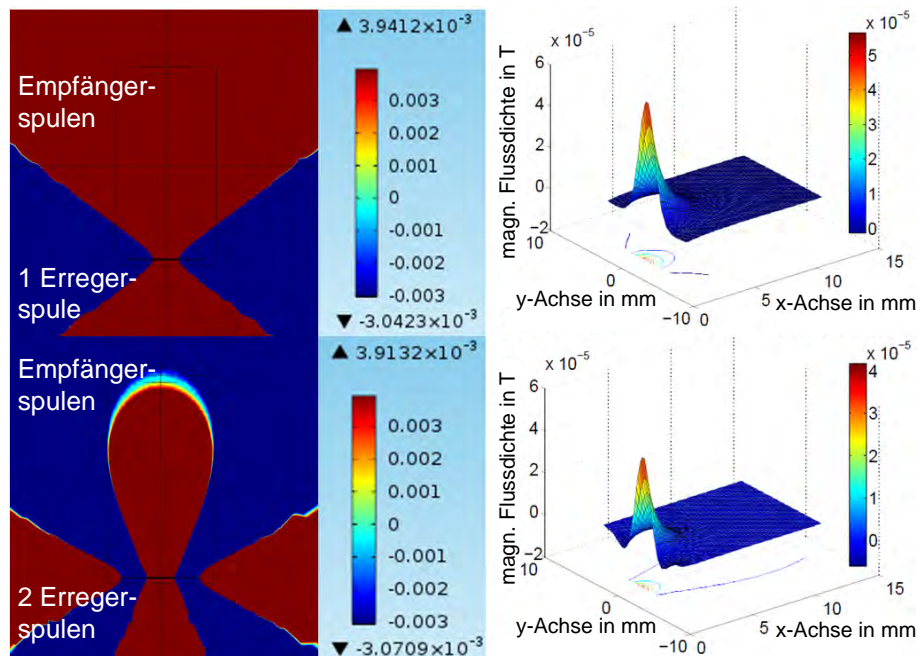


Abbildung 5.9: Magnetische Flussdichte. Vergleich zwischen einer tomographischen Spulenanordnungen mit einem Sender (obere Abbildung) und zwei Sendern (untere Abbildung)

Abbildungen 5.10 und 5.11 zeigen die Empfindlichkeitsverteilung bei Anwesenheit eines kugelförmigen Prüfkörpers mit dem Radius 1 mm in Abbildung 5.10 und einem Radius von 0,32 mm in Abbildung 5.11 in unterschiedlichen Positionen im Raum zwischen Sender- und Empfängerspulen. In beiden Abbildungen befindet sich die Erregerspulen an der Position $x=0$ und die Empfängerspulen an der Position $x=15$. Die Empfänger wurden an der Stelle des größten Magnetfeldgradienten platziert (Abbildung 5.12).

Mit einer tomographischen Spulenordnung mit nur einer Senderspule ist es möglich kugelförmige Prüfkörper mit einem Radius von 1 mm, welche räumlich in der Mitte zwischen Sender- und Empfängerspule positioniert werden, mit einer normierten Empfindlichkeit von 0,0159 zu detektieren.

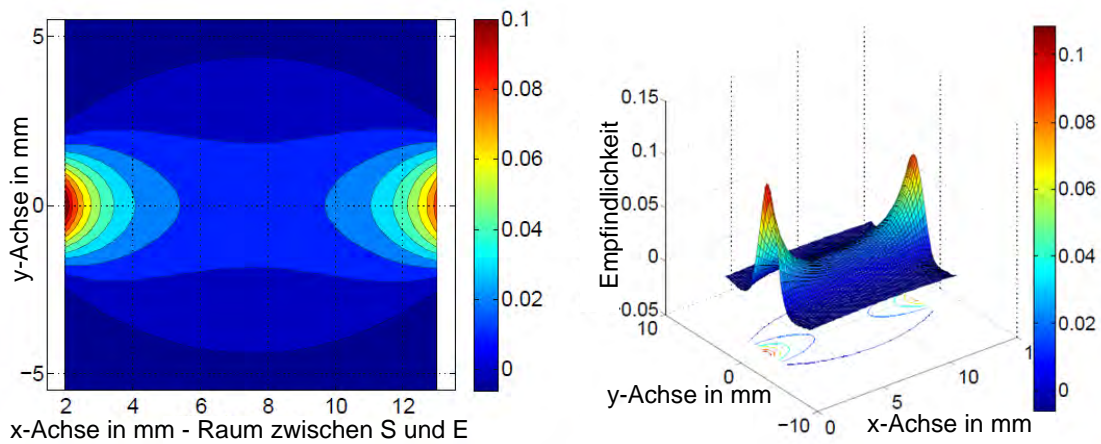


Abbildung 5.10: Empfindlichkeitsverteilung einer tomographischen Spulenordnung mit einer Senderspule. Abbildung links: Empfindlichkeitsverteilung in 2 D im Messvolumen zwischen Sender- und Empfängerspulen, Abbildung rechts: Empfindlichkeitsverteilung in 3D innerhalb des Messvolumens

In der Nähe der Senderspule ist der kugelförmige Prüfkörper mit einer Empfindlichkeit von 0,1086 zu detektieren. Im Vergleich kann mit einer tomografischen Spulenordnung mit zwei Senderspulen der gleiche Prüfkörper in der Mitte zwischen Erreger- und Empfangsspulen mit einer Empfindlichkeit von 0,1975 detektiert werden. In der Nähe der Senderspulen beträgt die Empfindlichkeit bei dieser veränderten Spulenordnung 12,9988.

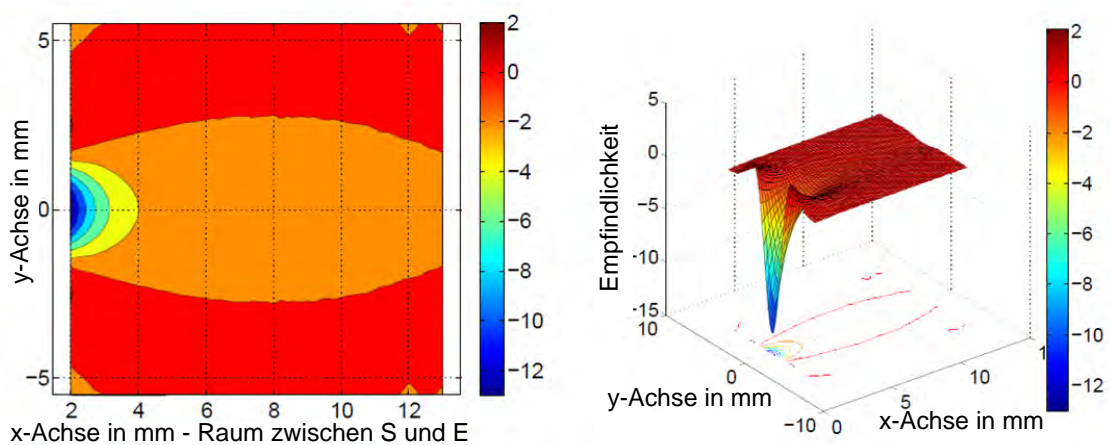


Abbildung 5.11: Empfindlichkeitsverteilung einer tomographischen Spulenordnung mit zwei Senderspulen. Abbildung links: Empfindlichkeitsverteilung in 2 D im Messvolumen zwischen Sender- und Empfängerspulen, Abbildung rechts: Empfindlichkeitsverteilung in 3D innerhalb des Messvolumens

Diese Ergebnisse finden ihre Erklärung in Abbildung 5.12. Durch die Reduktion B_0 , hervorgerufen durch die Magnetfeldüberlagerung der zweiten Senderspule S_2 entsteht am Ort der Empfangsspulen ein großer Magnetfeldgradient. Auf diese Weise wird die Empfindlichkeit des System auf Positionsänderungen eines Prüfkörpers vergrößert. Es können auf diese Weise kleinere Objekte eindeutiger detektiert werden als bei tomographischen Systemen mit nur einer Senderspule.

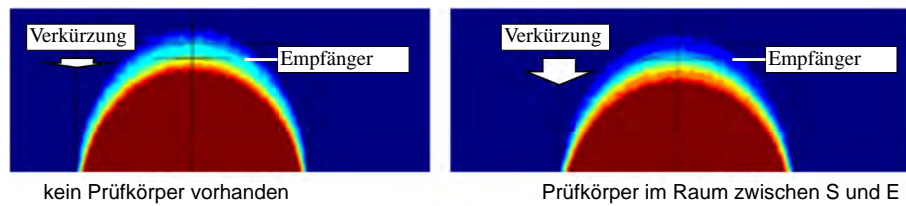


Abbildung 5.12: Magnetische Flussdichte in der Nähe der zwei Empfängerspulen. Vergleich der Spulenanordnungen mit zwei Senderspulen mit und ohne Anwesenheit des Prüfkörpers

In tomographischen Spulenanordnungen mit nur einer Senderspule können kugelförmige Prüfkörper mit einem Radius von 1,6 mm, welche in der Mitte zwischen Sender- und Empfängerspule positioniert sind, detektiert werden.

An der gleichen Prüfkörperposition kann man bei Hinzuschalten der zweiten Senderspule Prüfkörper bereits ab einem Radius von 0,32 mm detektieren.

Der minimale Abstand sowohl d_x und d_z (siehe Abbildung 5.3) zwischen zwei kugelförmigen Prüfkörpern, um diese noch als zwei unterschieden zu können, beträgt hierbei bei Anordnungen mit einer Senderspule 3,35 mm für einen Prüfkörper mit einem Mindestradius r_{min} von 1,6 mm. Dies entspricht dem 3,35-fachen des inneren Spulenradius r_i . Bei Anordnungen mit zwei Senderspulen beträgt dieser Mindestabstand 2,01 mm für einen Mindestradius von 0,32 mm, was $2,01 \cdot r_i$ entspricht.

Die Simulationsergebnisse zeigen, dass das Hinzuschalten einer zweiten Senderspule die Empfindlichkeitsverteilung in einer tomographischen Spulenanordnung stark erhöhen, bzw. die Empfindlichkeitsverteilung im Sinne der Messung verbessern, kann. Das bedeutet, dass das System empfindlicher auf Prüfkörper im Raum zwischen Sender- und Empfängerspulen reagiert. Prüfkörper mit sechsfach kleinerem Radius können durch das Hinzuschalten der zweiten Spule detektiert werden. [103]

5.3 Geometrische Modellierung kompensierter Systeme mittels Gradiometer - Tastspulen

Da die analytischen Berechnungen in *Matlab*® nur für infinitesimal kleine Objekte gültig sind, wurde das Modell aus Abbildung 4.6 in *Comsol*® geometrisch modelliert (Abb. 5.13 b)).

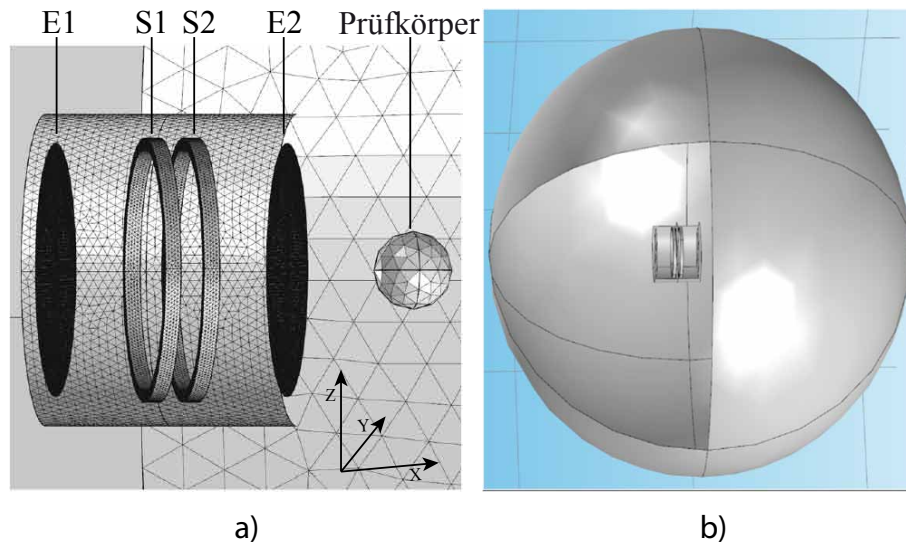


Abbildung 5.13: Vernetzung des Gradiometermodells mit 712193 Elementen

Ziel der Simulation ist es die Auflösungsgrenzen eines abgeglichenen Gradiometers zu ermitteln. Das heisst, herauszufinden wie groß ein kreisrunder Probekörper mindestens sein muss, um noch detektiert zu werden. Analog zu den Untersuchungen aus 5.2 soll ebenfalls ermittelt werden wie groß der vertikale d_x und horizontale Mindestabstand d_z eines kugelförmigen Prüfkörpers sein muss um zwei Prüfkörper voneinander unterscheiden zu können. Für die Simulation wurden die Parameter I_{S1} , r_{S1} , I_{S2} , r_{S2} , die Erregerfrequenz, die Windungszahlen der Spulen, sowie die Abstände zwischen den Spulen d_2 , d_3 und d_4 aus den experimentellen Versuchen in Kapitel 6.3 eingesetzt (Tab. 6.3 und Tab. 6.4). Auch hier diene die aus der 2D Simulation ermittelte Mindestgröße des Prüfkörpers anschließend dazu eine 3D-Simulation für unterschiedliche Objektpositionen durchzuführen. [101]

Das Modell, bestehend aus Sender- und Empfängerspulen sowie einem kreisrunden Probekörper, ist in Abbildung 5.13 a) dargestellt. Um Vernetzungselemente einzusparen wurde um das Modell zunächst ein Zylinderkörper aus Luft und um diesen eine Kugel aus Luft modelliert. Auf diese Weise kann ein Vernetzungsgradient geschaffen werden, das heisst, dass Umgebungen von hohem Interesse fein vernetzt und entfernt liegendere grob vernetzt werden. Die beiden Senderspulen $S1$ und $S2$ sowie das zu untersuchende kreisrunde Objekt sind homogen elektrisch leitfähig, linear und isotrop mit einer elektrischen

Leitfähigkeit von $5,998 \cdot 10^7$ S/m sowie mit den Materialeigenschaften von Kupfer modelliert. Analog zu den Experimenten aus Kapitel 6.3 wurden kreisförmige Objekte im Raum vor dem Gradiometer an unterschiedlichen Punkten positioniert und der Messeffekt in den Empfängerspulen untersucht. Besonderer Fokus lag dabei auf die kleinste messbare Objektgröße r_{min} , dem kleinsten messbaren Abstand zwischen zwei Objekten d_x und d_z , sowie dem maximalen Messbereich des Gradiometers, definiert durch den Abstand l zwischen Gradiometer und Prüfkörper. Die Ergebnisse in Bezug auf die Auflösung sind im Folgenden dargestellt. Die Simulation in *Comsol*® ergab, dass der kleinste auflösbare Prüfkörperradius r_{min} , der eine Signaländerung in den Messspulen größer 10 % erzeugt, $r_{min} = 0,78$ mm beträgt. Der kleinste Abstand, sowohl d_x also auch d_z zwischen zwei Objekten, um sie als zwei zu erfassen, beträgt dabei $d_{min} = 2,61$ mm. In Abbildung 5.14 sind die Ergebnisse grafisch dargestellt und ein kubischer funktionaler Zusammenhang bestimmt. Der funktionale Zusammenhang beschreibt, wie groß der Radius r_{min} des Probekörpers mindestens sein muss, um es in einem bestimmten Abstand l zum Gradiometer noch detektieren zu können. [101] Die Ergebnisse der Simulation in tabellarischer Form sind im Anhang im Abschnitt A.2 in Tabelle A.1 aufgelistet. Die Werte sind dabei relativ zum Spulenradius r_s der Gradiometerspulen berechnet.

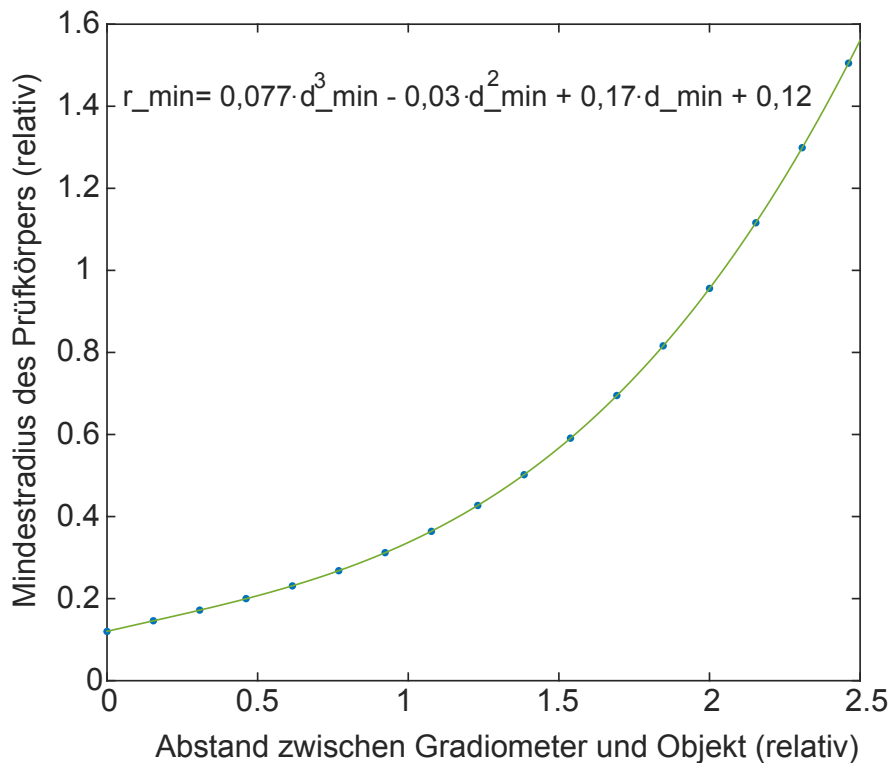


Abbildung 5.14: Funktionaler Zusammenhang zwischen detektierbarem Mindestradius r_{min} und gegebenem Abstand l vom Gradiometer bis zum Probekörper.

6. Experimentelle Untersuchungen

Analog zu der analytischen Modellierung aus Kapitel 4 und der geometrischen Modellierung 5 wird ein experimenteller Aufbau entwickelt, der es erlaubt unterschiedliche Spulengeometrien zu untersuchen. In Kapitel 6.1 werden die Anforderungen an den Messaufbau sowie an die Messelektronik diskutiert. Der Messaufbau und die Messelektronik werden in Kapitel 6.1.1 beschrieben. Die dazugehörigen verwendeten Spulengeometrien werden in den Kapiteln 6.2 und 6.3 gezeigt. Die Messreihen, die zur Untersuchungen der unterschiedlichen Spulengeometrien dienen, werden in Kapitel 6.1.2 beschrieben und die jeweiligen Ergebnisse in 6.2 und 6.3 ausgewertet sowie diskutiert. Eine Evaluation aller Ergebnisse sowie ein Vergleich zwischen theoretischen und experimentellen Ergebnissen wird in Kapitel 7 durchgeführt.

6.1 Messaufbau zur Untersuchung unterschiedlicher Spulengeometrien

Der Messaufbau (Abbildung 6.1), zur Untersuchung unterschiedlicher Spulengeometrien, muss so gestaltet werden, dass lediglich die Spulen ausgetauscht und die Signalerzeugung, -verstärkung, -filterung und -verarbeitung identisch bleiben. Dies ist notwendig, um die Spulenanordnungen direkt miteinander vergleichen zu können und mögliche Fehlerquellen, bedingt durch die Messelektronik, zu vermeiden. Die gesamte Messelektronik, sowie die Schrittmotoren müssen dabei über einen PC ansteuerbar sein. Alle Signale, sowie die dazugehörigen Positionen der Prüfobjekte müssen über eine Messwerterfassungskarte im PC gespeichert und automatisch ausgewertet werden. Dies gewährleistet einen Aufbau, in dem lediglich Spulengeometrien und Prüfkörper ausgetauscht werden. Der

restliche Aufbau bleibt dabei konstant. Die Ansteuerung und Signalauswertung findet im PC statt.

Die Anforderungen an die spannungsgesteuerten Stromquellen zur Erregung der Senderspulen sind folgende:

- Die Erregerfrequenz f der Senderspulen muss in einem Frequenzintervall von $10 \text{ kHz} < f < 1 \text{ MHz}$ einstellbar sein.
- Es muss die Möglichkeit gegeben sein, Spulen mit Induktivitäten L von $5 \text{ } \mu\text{H} < L < 100 \text{ } \mu\text{H}$ zu erregen.
- Zwei Stromquellen müssen synchronisiert arbeiten und ihre Ströme unabhängig voneinander einstellbar sein. Dabei sollen Ströme bis zu 1 A einstellbar sein.
- Die Ströme müssen in Schritten von $\Delta = 1 \text{ mA}$ einstellbar sein. Für die Phasen zwischen den beiden erzeugten sinuförmigen Wechselströmen muss eine Einstellgenauigkeit von $0,01^\circ$ gegeben sein.

6.1.1 Aufbau der Messelektronik

Der Messaufbau für die Untersuchung unterschiedlicher Spulengeometrien ist in Abbildung 6.1 abgebildet. Zur Ansteuerung der Senderspulen, werden zwei Stromquellen mit den Anforderungen aus Kapitel 6.1 (siehe detaillierte Beschreibung im Anhang A Abschnitt A.4) aufgebaut. Dadurch werden die beiden Senderspulen unabhängig voneinander angesteuert, wobei die Stromquellen mit konstanter Amplitude ebenfalls durch zwei synchronisierte Funktionsgeneratoren (Agilent Typ 33325A) und durch unabhängige Versorgungsspannungen betrieben werden. Die Ströme der Senderspule werden indirekt über einen $1 \text{ } \Omega$ Messwiderstand mit einem Oszilloskop (Technologies Typ MSO7104B) gemessen. Der dritte Kanal des Oszilloskops misst die induzierte Spannung der Empfängerspule. Die Funktionsgeneratoren sind über eine RS-232-Schnittstelle mit dem PC verbunden. Das Oszilloskop ist mit einer VISA-USB-Schnittstelle mit dem PC verbunden. Sowohl die Funktionsgeneratoren als auch das Oszilloskop kommunizieren mittels einer Software, die in *Matlab*® programmiert wurde. Die Software steuert die Funktionsgeneratoren an und wertet die Signale vom Oszilloskop aus. Dadurch wird die Phasenlage zwischen den beiden Senderspule in $0,01^\circ$ Schritten beeinflusst und die Amplitude des Stroms auf den gewünschten Wert eingestellt. Die Senderfrequenz wird ebenfalls über die Software vorgegeben. Die Messsignale an den Empfängerspulen werden durch Instrumentenverstärker verstärkt und anschließend gefiltert. Ein Prüfkörper, geführt auf einem POM-Stab, wird durch μm genaue Führung durch x,y,z -Schrittmotoren in ihrer Position variiert und das Messsignal aufgenommen. Die Messsignale werden zusammen mit den Sendersigna-

len zur weiteren Verarbeitung mit der Datenerfassungskarte (NI PCI 6115) im PC erfasst. Im PC werden die Daten in Matlab verarbeitet, und die Amplituden der Signale sowie ihre Phasenbeziehungen zwischen Sender- und Empfängersignal bestimmt. Verwendet wird dazu der Goertzel Algorithmus (siehe Anhang A Abschnitt A.5).

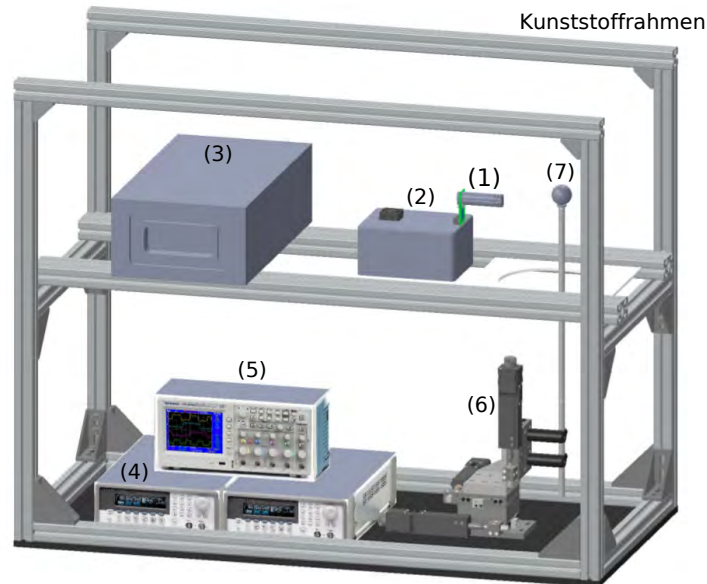


Abbildung 6.1: Skizze des Messaufbaus zur Untersuchung unterschiedlicher Spulengeometrien. (1) unterschiedliche Spulenanordnungen, (2) Stromversorgung der Senderspulen und Messsignalverstärkung, (3) Signalverarbeitung und Filterung sowie Übertragung der Daten an PC, (4) Signalerzeugung, (5) Signalprüfung, (6) Schrittmotoren (x,y,z), (7) Probekörper geführt auf POM-Stab

Die Fertigungstoleranz des verwendeten Trägermaterials der Spulen liegt bei $\pm 0,01 \text{ mm}$.

6.1.2 Testszenarien

Um die Spulenanordnungen der Transmissions - Tastspulen und Gradiometer - Tastspulen miteinander vergleichen zu können, werden mit beiden Spulenanordnungen identische Messreihen durchgeführt. Kugeförmige metallische Prüfkörper verschiedener Radien, geführt auf einem POM-Stab, werden durch μm genaue Führung durch x,y,z - Schrittmotoren in ihrer Position variiert und das Messsignal aufgenommen.

Von Interesse sind weiterhin analog zu Kapitel 5.1 folgende Punkte:

- der Mindestradius r_{min} eines Prüfkörpers bei unterschiedlichen Abständen l zwischen Senderspulen und Prüfkörper und
- die Mindestabstände d_x und d_z zwischen zwei Prüfkörpern, um sie noch von einander unterscheiden zu können (siehe Abbildung 6.2).

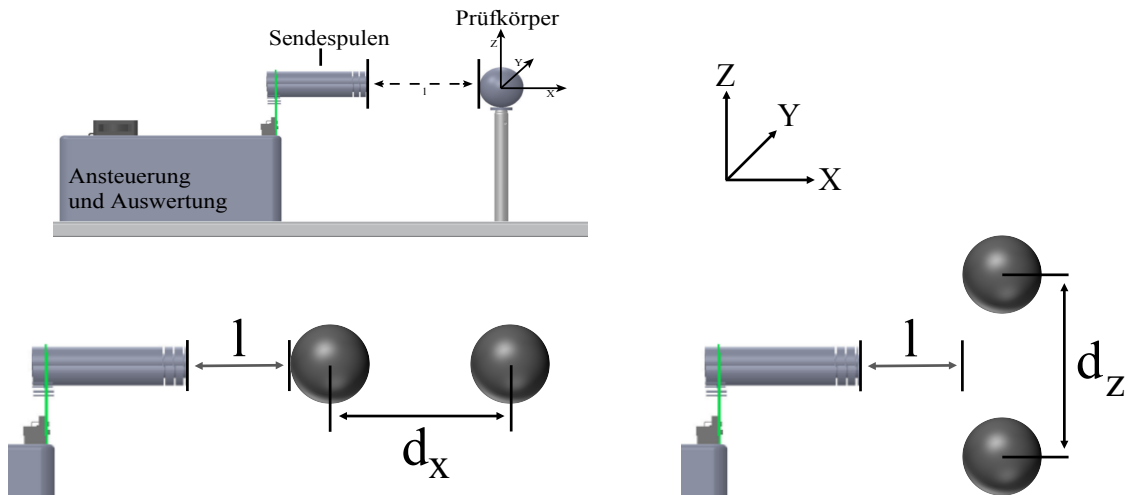


Abbildung 6.2: Messaufbau zur Bestimmung der Mindestabstände d_x und d_z zwischen zwei kugelförmigen Prüfkörpern, um diese noch voneinander unterscheiden zu können.

6.2 Tomographische Systeme mit Transmissions - Tastspulen

Für die Messungen mit tomographischen Spulenanordnungen wurden Trägerkörper aus POM durch ein Fachunternehmen innerhalb enger Fertigungsgrenzen gefertigt.

In Abbildung 6.4 ist der Spulenkörper mit den darauf gewickelten Spulen aus Kupferlackdraht abgebildet.

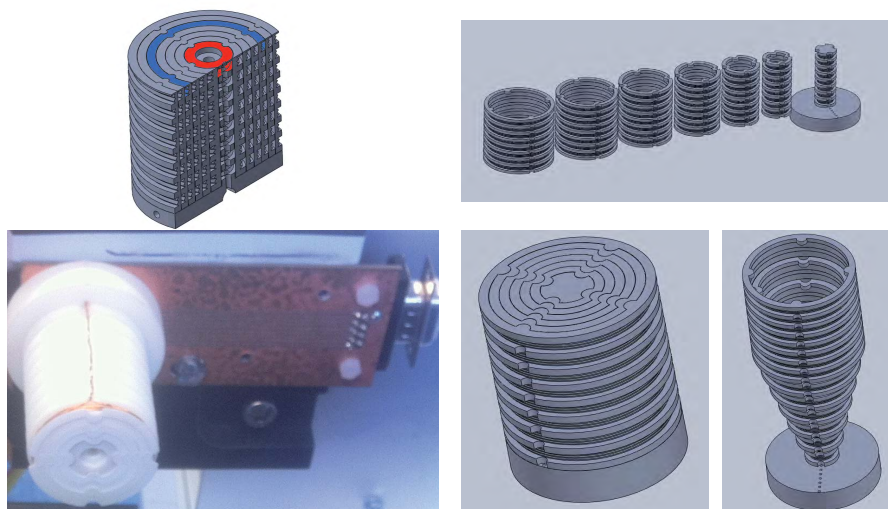


Abbildung 6.3: tomographische Spulenanordnung für experimentelle Untersuchungen

Die elektrischen und geometrischen Spulenparameter sind dabei in Tabelle 6.3 zusammengefasst.

Typ	S1	S2	E1	E2
Material	Kupferlack			
Drahtdurchmesser [mm]	0,25	0,25	0,1	0,1
Windungszahl	30			
Spulenradien [mm]	6,5	19,5	6,5	19,5
Effektivstrom [A]	1	0,125	-	-
Erregerfrequenz [kHz]	200	200	-	-

Tabelle 6.1: Verwendete Spulenparameter für experimentellen Aufbau

Der Abstand zwischen den Senderspulen und Empfängerspulen beträgt 97,5 mm, welches analog zur Simulation in Kapitel 5.2 das 15-fache des inneren Radius r_i des Senders S1 entspricht.

Ziel der Messungen ist es sowohl den Mindestradius r_{min} , den ein Prüfkörper haben muss, um noch detektiert zu werden, als auch die Mindestabstände d_x und d_z zwischen zwei Prüfkörpern, um sie noch unterscheiden zu können, zu bestimmen. Dabei wurden alle Messungen sowohl für eine tomographische Anordnung mit einer Senderspule als auch mit zwei Senderspulen durchgeführt. Es wurden die Erregerströme wie in Tabelle 6.1 eingestellt und der Prüfkörper im Raum zwischen Sender und Empfänger positioniert. Tabelle 6.2 zeigt die Messergebnisse.

tomographische Spulen-anordnung mit	einer Senderspule ($r_i=6,5$ mm)	zwei Senderspulen ($r_i=6,5$ mm, $r_a=19,5$ mm)
Kleinste messbare Größe	Prüfkörperradius: 12 mm	Prüfkörperradius: 4mm
Abstand d_x , d_z zwischen zwei Prüfkörpern	Mindestabstand: 25 mm	Mindestabstand: 15 mm

Tabelle 6.2: Vergleich tomographischer Messsysteme mit einem und zwei Senderspulen

Der Mindestabstände sowohl in x-Richtung d_x als auch in z-Richtung d_z zwischen zwei kugelförmigen Prüfkörpern, um diese noch als zwei unterschieden zu können, beträgt bei der Anordnung mit einer Senderspule 25 mm für einen Prüfkörper mit einem Mindestradius $r_{min}=12$ mm. Dies entspricht das 3,85 - fache des inneren Spulenradius r_i . Bei Anordnungen mit zwei Senderspulen beträgt dieser Mindestabstand 15 mm für einen Mindestradius von 04 mm, was $0,62 \cdot r_i$ entspricht.

Die Experimente zeigen, dass das Hinzuschalten einer zweiten Senderspule die Empfindlichkeitsverteilung im Sinne der Messung verbessern kann. Das bedeutet, dass das System empfindlicher auf Prüfkörper im Raum zwischen Sender- und Empfängerspulen reagiert. Auf diese Weise können kleinere Objekte detektiert werden.

6.3 Kompensierte Systeme mit Gradiometer - Tastspulen

Für die Messungen mit gradiometrischen Spulenanordnungen werden Trägerkörper aus POM gefertigt.

In Abbildung 6.4 ist der Spulenkörper mit den darauf gewickelten Spulen aus Kupferlackdraht abgebildet.

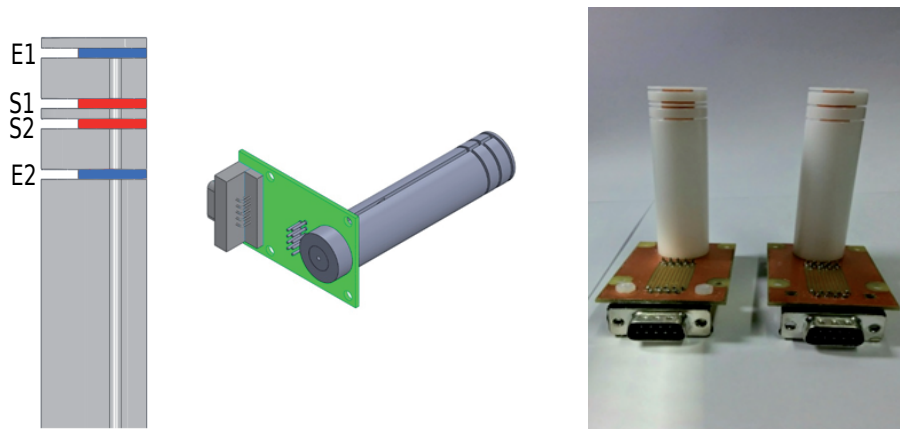


Abbildung 6.4: Gradiometrische Spulenanordnung für experimentelle Untersuchungen. links: technische Zeichnung SolidWorks, rechts: Spulen für experimentelle Untersuchungen

Die elektrischen und geometrischen Spulenparameter sind dabei Tabelle 6.3 zu entnehmen. Die Abstände zwischen den Spulen wie sie in Abbildung 4.6 abgebildet sind, sind in Tabelle 6.4 aufgelistet.

Typ	S1	S2	E1	E2
Material	Kupferlack			
Drahtdurchmesser [mm]	0,25	0,25	0,1	0,1
Spulenradius [mm]	6,5			
Windungszahl [mm]	11	11	22	22
Effektivstrom [A]	Summe 0,366		-	-
Erregerfrequenz [kHz]	200	200	-	-

Tabelle 6.3: Verwendete Spulenparameter für Versuchsaufbau

Die Abstände zwischen den Spulen, wie sie in Abbildung 4.6 abgebildet sind, sind in Tabelle 6.4 aufgelistet.

	d1	d2	d3	d4	d5
Abstände [mm]	68	5	2	5	-

Tabelle 6.4: Verwendete Abstände d zwischen Spulen des Gradiometers für Versuchsaufbau

Die Ausrichtung der Gradiometer-Tastspule auf den Prüfkörper ist in Abbildung 6.5 zu sehen.

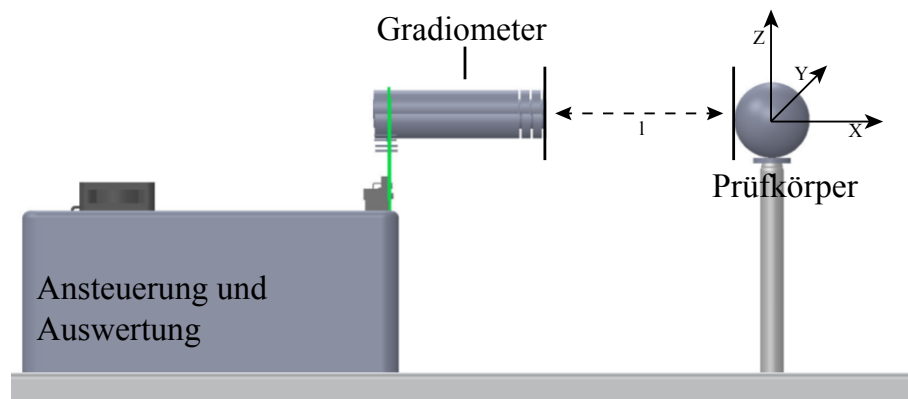


Abbildung 6.5: Messaufbau - Gradiometer

Die Senderspulen des Gradiometers aus Abbildung 4.5 b) werden durch 2 synchronisierte spannungsgesteuerte Amplituden mit einem Effektivstrom I_e von bis zu 1A bei einer Frequenz von 200 kHz erregt. Die gemessenen Signale, abgegriffen an den beiden Sekundärspulen des Gradiometers, werden mittels Instrumentenverstärker verstärkt und gemeinsam mit den Sendersignalen im PC verarbeitet. Ausgewertet werden die Differenz in Betrag und Phase zwischen gemessenen und erregenden bzw. gesendeten Signalen. Dabei wird der Goertzel-Algorithmus verwendet um Mess- und Sendesignal bei einer Frequenz von 200 kHz zu berechnen und ihre relative Phasenlage zueinander zu bestimmen.

Die Software zur Ansteuerung der Stromquellen ist so aufgebaut, dass unterschiedliche definierte Zustände des Gradiometers einstellbar sind. Bei der Funktion "abgeglichen" verändert die Software Amplituden und Phasen der Erregerströme I_{S1} und I_{S2} so lange, bis das abgegriffene Messsignal, das heisst die Differenz der Spannungen der beiden Sekundärspulen, minimal ist. Um den Effekt nicht zu verfälschen wird dabei der Gesamtstrom $I_{S1} + I_{S2}$ konstant gehalten. Um die natürliche Verstimmung eines Gradiometers, bedingt durch die Fertigungstoleranzen des Trägermaterials, sowie der gewickelten Spulen, zu erfassen, werden die beiden Senderspule I_{S1} und I_{S2} gleich bestromt. In Versuchen werden beide Zustände, abgeglichenes und verstimmtes Gradiometer, verglichen. Gemäß Abbildung 6.5 wird, analog zu den Simulationen und Experimenten mit

den Transmission-Tastspulen, ein elektrisch leitender kugelförmiger Prüfkörper mittels Schrittmotoren in unterschiedlichen Positionen x, y , und z im Raum vor dem Gradiometer platziert. Im Unterschied zur Simulation in *Comsol*® sind die zur Verfügung stehenden Radien r_{Sp} der Prüfkörper ganzzahlig. Ausgewertet werden die unterschiedlichen Beträge und Phasen zwischen gemessenem und erregendem Signal bei unterschiedlichen Verstimmungsgraden eines Gradiometers und unterschiedlichen Prüfkörperpositionen. [101] Abbildung 6.6 zeigt die Ergebnisse von Versuchen mit Gradiometer - Tastspulen im natürlich verstimmten (Abb. 6.6 a) und c)) und im abgeglichenen Zustand (Abb. 6.6 b) und d)). Ausgewertet werden der Betrag des Messsignals (Abb. 6.6 a) und b)), gemessen an den Messspulen, sowie der Phasenunterschied zwischen Sender- und Empfangssignal (Abb. 6.6 c) und d)). Die Abszisse beschreibt dabei die Bewegung des kugelförmigen Prüfkörpers in Y-Richtung (vgl. Abbildung 6.5) und die Ordinate die Bewegung des Probekörpers in Z-Richtung (vgl. Abbildung 6.5).

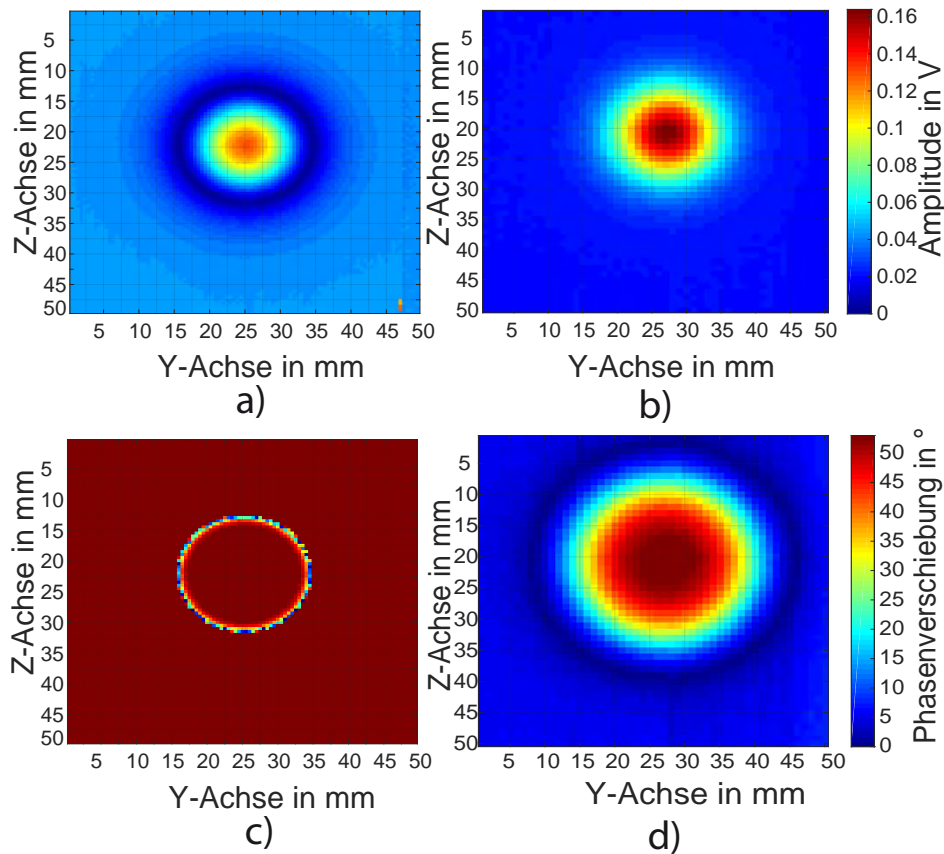


Abbildung 6.6: Ergebnisse der experimentellen Untersuchungen gemäß Abb. 6.5 a) und c) verstimmtes Gradiometer, b) und d) abgeglichenes Gradiometer, Ordinate: Schrittmotorstellung in Y-Richtung, Abszisse: Schrittmotorstellung in Z-Richtung

Die Position $x = 0$ der Kugel ist dabei 1 mm vom Gradiometer entfernt. Bei einem Gradiometer im natürlich verstimmten Zustand wurden die Ströme I_{S1} und I_{S2} mit je 183 mA eingestellt. Dabei bedeutet natürlich verstimmt, eine Verstimmung hervorgerufen durch

die Fertigungstoleranzen des Spulenträgers, sowie der Spulenwicklung. Der abgegliche Zustand wurde bei dem gleichen Gradiometer mit $I_{S1} = 194 \text{ mA}$ und $I_{S2} = 172 \text{ mA}$ eingestellt. Zu erkennen ist, welchen Einfluss kleine Änderungen der Ströme I_{S1} und I_{S2} auf den Messeffekt haben und wie stark ein Gradiometer, das bedingt durch Fertigungstoleranzen verstimmt ist, das Messsignal beeinflusst. Besonders auf die Phase zwischen erregendem und gemessenen Signal ist ein großer Einfluss zu erkennen. Abbildung 6.7 zeigt den Einfluss bei zusätzlicher Positionsänderung in X-Richtung. [101]

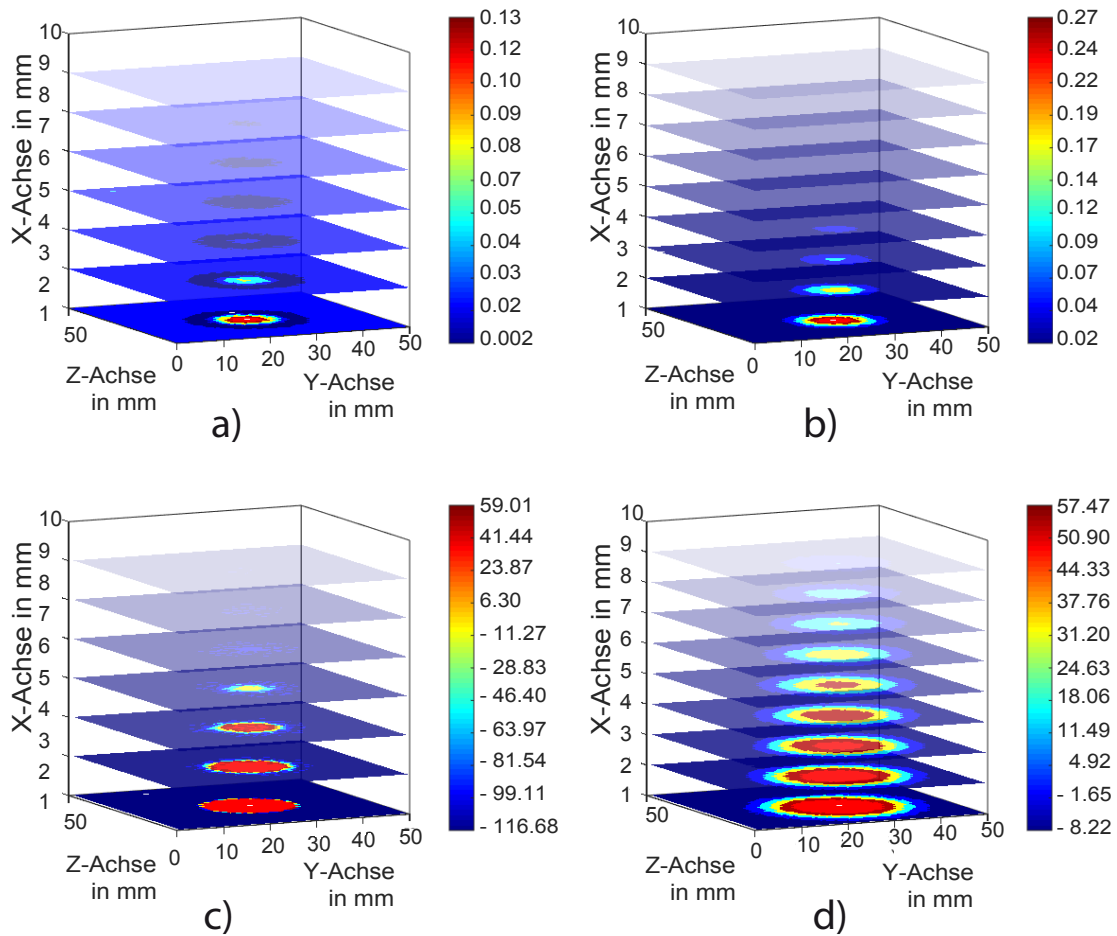


Abbildung 6.7: Ergebnisse der experimentellen Untersuchungen gemäß Abb. 6.5
a) Amplitude in V und c) Phasenverschiebung in $^{\circ}$ eines verstimmten Gradiometers,
b) Amplitude in V und d) Phasenverschiebung in $^{\circ}$ eines abgeglichenen Gradiometers,
Ordinate: Schrittmotorstellung in Y-Richtung, Abszisse: Schrittmotorstellung in Z-Richtung, z-Achse: Schrittmotorstellung in X-Richtung

Versuche mit 10 Gradiometern haben ergeben, dass durch variieren der Ströme I_{S1} und I_{S2} alle Gradiometer auf den selben Grundzustand gebracht werden können und somit neben der Reproduzierbarkeit auch die Möglichkeit gegeben ist ein Array aus mehreren Gradiometern zur flächendeckenden Messung zu erstellen.

In Abbildung 6.8 sind die Ergebnisse grafisch dargestellt und ein kubischer funktionaler Zusammenhang bestimmt. Der funktionale Zusammenhang beschreibt, wie groß der

Radius des Probekörpers mindestens sein muss, um ihn in einem bestimmten Abstand l zum Gradiometer noch detektieren zu können [101]. Die Ergebnisse sind in tabellarischer Form im Anhang im Abschnitt A.3 in Tabelle A.2 aufgelistet.

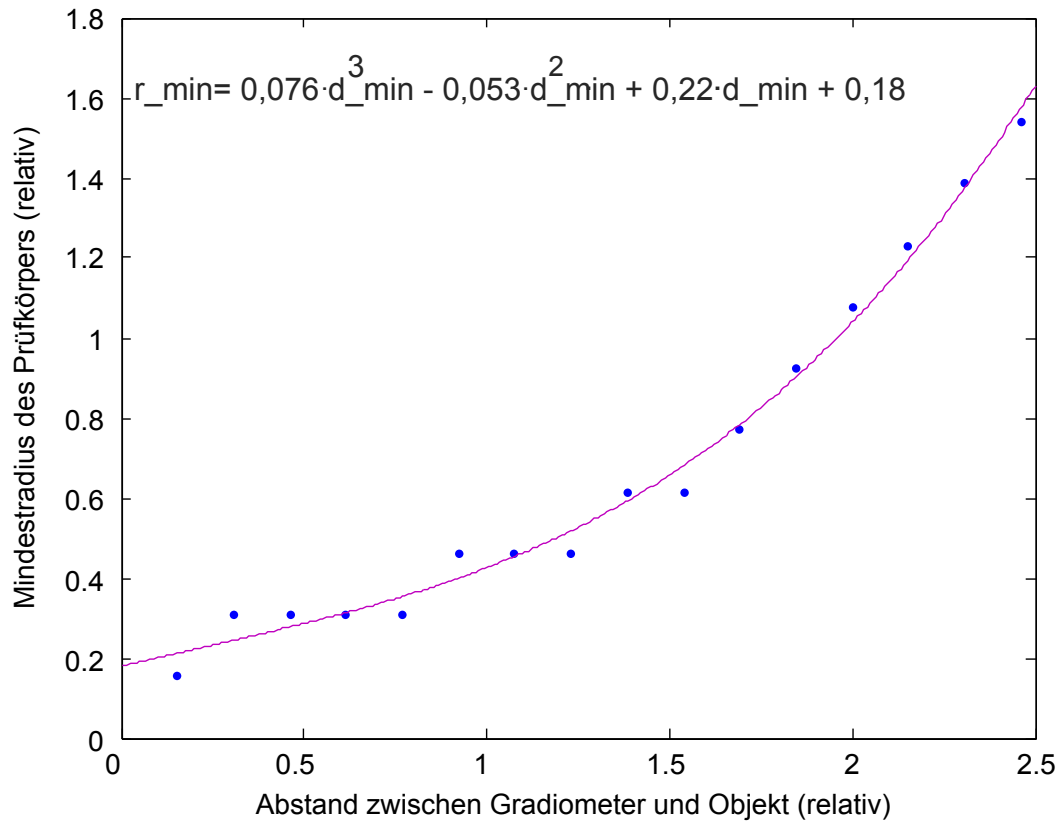


Abbildung 6.8: Messergebnis. Funktionaler Zusammenhang zwischen dem Mindestradius r_{min} , den ein Probekörper haben muss um noch detektiert zu werden, bei gegebenem Abstand l zwischen Gradiometer und Probekörper. Die Werte sind dabei relativ zum Spulenradius r_s der Gradiometerspulen berechnet

Der kleinste sowohl horizontale Abstand d_x als auch vertikale Abstand d_z zwischen zwei Prüfkörpern, um Sie als zwei unterschiedliche zu erfassen, beträgt dabei $d_{min} = 3$ mm. Dabei entsprechen die Radien der Prüfkörper $r_{sp} = 1$ mm und der Abstand zwischen Gradiometer und Prüfkörper $l = 1$ mm.

7. Evaluation

7.1 Vergleich zwischen theoretisch und experimentell ermittelten Ergebnissen

Um die geometrischen Modelle zu verifizieren, werden geometrische (Kapitel 4) und analytische Berechnungen (Kapitel 5) miteinander verglichen. Es werden die Magnetfelder aus der geometrischen Modellierung in Comsol[®] und der analytischen Modellierung in Matlab[®] quantitativ verglichen. Ziel dabei ist, eine Korrekturmatrix zu erhalten, die es erlaubt, die analytische Lösung in die geometrische Lösung zu überführen. Anschließend werden die theoretischen mit experimentell ermittelten Ergebnissen verglichen und evaluiert.

In Abbildung 7.1 sind die Ergebnisse der Magnetfeldberechnung aus den geometrischen Berechnungen in Comsol[®] und den quasianalytischen Berechnungen in Matlab[®] gegenübergestellt. Ihre Extremwerte B_{max} und B_{min} sind in Tabelle 7.1 aufgelistet.

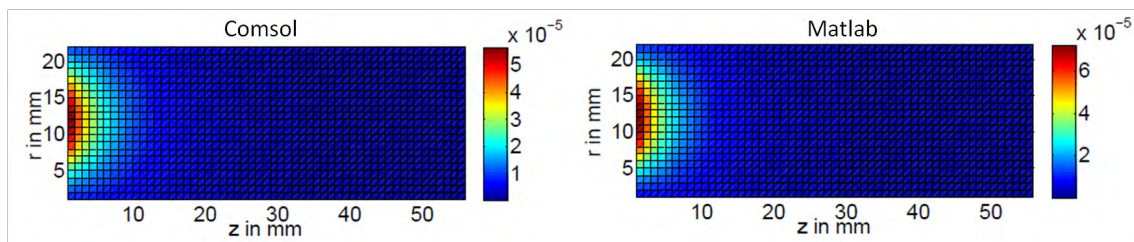


Abbildung 7.1: Vergleich - Magnetfelder in Comsol[®] (links) und quasianalytische Modellierung in Matlab[®] (rechts)

	Magnetfeld in Comsol [©]	Magnetfeld in Matlab [©]
B_{max} in T	$5,6607 \times 10^{-5}$	$7,1967 \times 10^{-5}$
B_{min} in T	$2,7920 \times 10^{-7}$	$2,7636 \times 10^{-7}$

Tabelle 7.1: Vergleich der Magnetfeldberechnungen aus Comsol[©] und Matlab[©]

Der maximale Unterschied im Ergebnis der beiden Berechnungen beträgt $1,54 \times 10^{-5}$ T. In Gleichung 7.1 wird der Faktor k_{CM} zwischen den beiden berechneten Magnetfeldern in jedem Punkt berechnet und in Abbildung 7.2 grafisch dargestellt.

$$k_{CM} = \frac{\vec{B}_{Comsol}}{\vec{B}_{Matlab}} \quad (7.1)$$

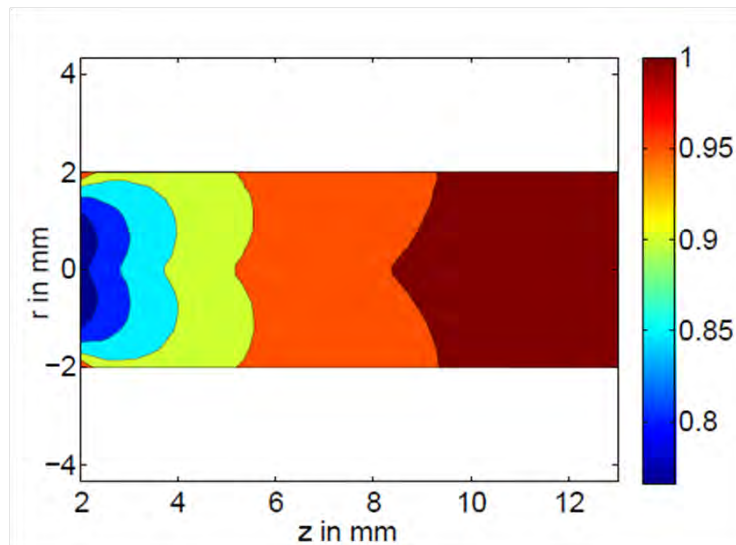


Abbildung 7.2: Vergleich - Faktor k_{CM} zwischen den Magnetfeldverteilungen in Comsol[©] und Matlab[©]

Durch die Berechnung der Differenz D in jedem Punkt, erhält man die Differenz zwischen den beiden Magnetfeldern aus der geometrischen und der quasianalytischen Berechnung.

$$D = \vec{B}_{Comsol} - \vec{B}_{Matlab} \cdot k_{CM} \quad (7.2)$$

In Abbildung 7.3 ist diese Differenz der Magnetfelder bei einem Senderstrom von 1 A dargestellt.

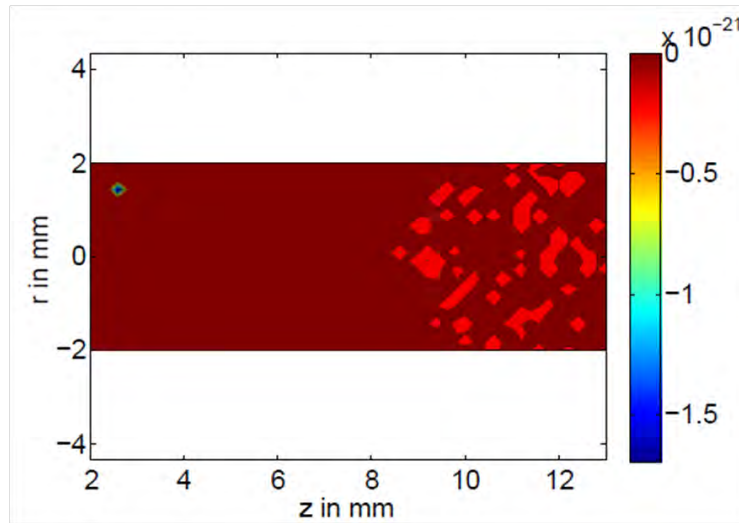


Abbildung 7.3: Differenz der Magnetfelder zwischen Comsol[®] und Matlab[®] bei einem Sendestrom von 1 A

Die Differenz der Magnetfeldverteilung zwischen Comsol[®] und Matlab[®] ist mit maximal 10^{-21} sehr viel kleiner als $1,54 \times 10^{-5}$ T. Berechnet man den Faktor k_{CM} für Magnetfelder bei unterschiedlichen Sendeströmen von 0,6 A, 0,8 A, 1,2 A und 1,4 A, so erhält man die in Abbildung 7.4 dargestellten Differenzen.

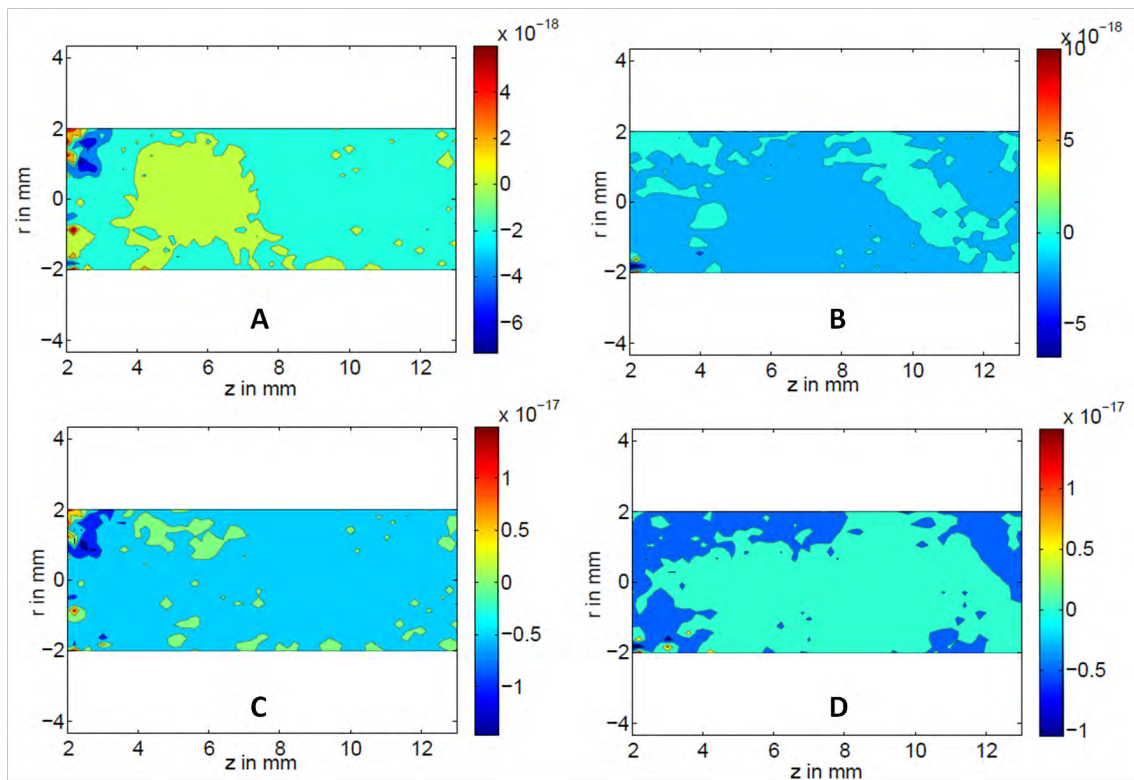


Abbildung 7.4: Differenz der Magnetfeldverteilung zwischen Comsol[®] und Matlab[®] mit einem Sendestrom von 0,6 A (A), 0,8 A (B), 1,2 A (C) und 1,4 A (D)

Die Differenzen der Magnetfeldverteilung von Bild A bis D liegen bei maximal 10^{-18} T bis 10^{-17} T und ist damit sehr viel kleiner als $1,54 \times 10^{-5}$ T.

Das bedeutet, dass der Faktor k_{CM} den Unterschied zwischen der geometrischen Modellierung in Comsol® und der quasianalytischen Modellierung in Matlab® anpasst.

Der Vergleich hat damit nachgewiesen, dass die geometrischen Analysen in Comsol® und analytischen Analysen in Matlab® übereinstimmen und somit die Simulation in Comsol® verifiziert ist.

In Abbildung 7.5 sind die Ergebnisse aus der Simulationen der gradiometrischen Anordnung (Kapitel 5.3) und dem experimentellen Aufbau (Kapitel 6.3) abgebildet.

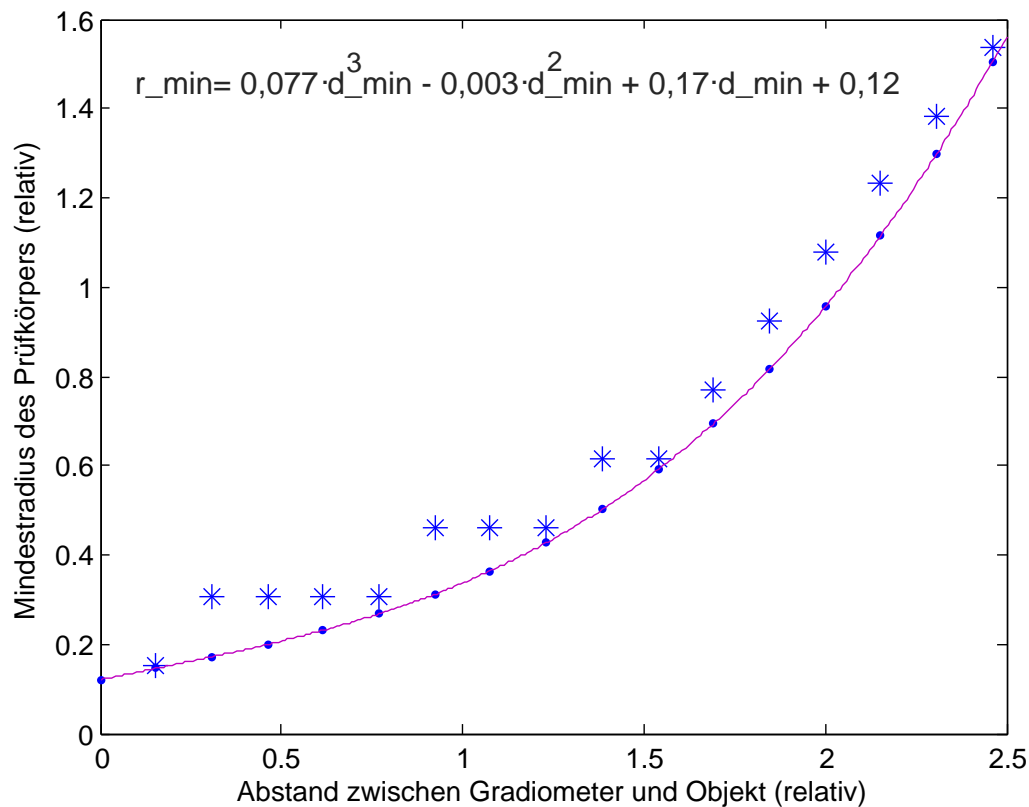


Abbildung 7.5: Untersuchungen an Gradiometern. Vergleich zwischen gemessenen Signalen und Ergebnissen aus geometrischen Modellierungen. (*) - gemessene Signale (·) - Simulationsergebnisse

Tabelle 7.2 stellt die Ergebnisse aus der geometrischen Modellierung und den Experimenten der tomographischen Spulenordnung mit einem Sender gegenüber.

Tomographische Spulenordnung mit	einer Senderspule ($r_i=6,5$ mm) EXPERIMENT	einer Senderspule ($r_i=1$ mm) SIMULATION
Kleinste messbare Größe	Prüfkörperradius: 12 mm ($= 1,85 \cdot r_i$)	Prüfkörperradius: 1,6 mm ($= 1,6 \cdot r_i$)
Abstand d_x, d_z zwischen zwei Prüfkörpern	Mindestabstand: 25 mm ($= 3,85 \cdot r_i$)	Mindestabstand: 3,35 mm ($= 3,35 \cdot r_i$)

Tabelle 7.2: Vergleich tomographischer Spulenordnungen mit einer Senderspule

Der Vergleich zwischen den Ergebnissen aus der geometrischen Modellierung und den Experimenten der tomographischen Spulenordnung mit zwei Sendern ist Tabelle 7.3 zu entnehmen

Tomographische Spulenordnung mit	zwei Senderspulen ($r_i=6,5$ mm, $r_a=19,5$ mm) EXPERIMENT	zwei Senderspulen ($r_i=1$, $r_i=3$ mm) SIMULATION
Kleinste messbare Größe	Prüfkörperradius: 4 mm ($= 0,62 \cdot r_i$)	Prüfkörperradius: 0,32 mm ($= 0,32 \cdot r_i$)
Abstand d_x, d_z zwischen zwei Prüfkörpern	Mindestabstand: 15 mm ($= 2,31 \cdot r_i$)	Mindestabstand: 2,01 mm ($= 2,01 \cdot r_i$)

Tabelle 7.3: Vergleich tomographischer Spulenordnungen mit zwei Senderspulen

Sowohl die Ergebnisse zwischen geometrischer und quasianalytischer Modellierung also auch die Ergebnisse zwischen geometrischer Modellierung und den Experimenten sind qualitativ vergleichbar, unterscheiden sich jedoch quantitativ. Im folgenden werden mögliche Ursachen für die Unterschiede untersucht. Tabelle 7.4 listet die wesentlichen Unterschiede zwischen den Modellierungen in Comsol[®] und Matlab[®] auf, mit denen die Unterschiede erklärt werden können.

	geometrische Modellierung in Comsol [®]	Quasianalytische Berechnung in Matlab [®]
Geometrie	geometrisch ausgedehnter Spulenkörper (Hohlzylinder)	unendlich dünne Leiterschleife
Berechnung des Magnetfeldes	Kapitel 5.1 Gleichungen 5.9, 5.10 und 5.11	Kapitel 4.1 Gleichungen 4.6 und 4.7
Bestimmung des Senderstroms	Strom I wird durch Stromdichte \vec{J} und Querschnittsfläche A der Senderspule bestimmt. $I = A \cdot \vec{J} \quad (7.3)$	Strom I ist konstant entlang der Kreislinie zu integrieren.
Rand- und Gebietsbedingungen	Rand- und Gebietsbedingungen (Kapitel 5.1)	sowohl material- als auch frequenzunabhängige Berechnung

Tabelle 7.4: wesentliche Unterschiede zwischen geometrischer Modellierung und quasianalytischer Berechnung

Die Unterschiede in den Ergebnissen zwischen Theorie und Experiment können folgende Ursachen haben:

- Die untersuchten Prüfkörper in der Simulation können durch die geometrische Modellierung alle Radien r_{sp} annehmen. Dies dient dazu herauszufinden, welchen genauen Mindestradius r_{min} ein Prüfkörper haben muss, um noch detektiert zu werden. Im Experiment standen nur ganzzahlige Radien r_{sp} zur Verfügung. Dadurch ist ein direkter Vergleich der Mindestradien r_{min} nicht möglich.
- Der Proximityeffekt, der in Kapitel 5.1 beschrieben ist, wird in der geometrischen Modellierung über komplexe Materialeigenschaften nur angenähert.
- In den Experimenten müssen Fertigungstoleranzen, sowohl der Trägermaterialien, als auch der Spulen berücksichtigt werden, die in der Simulation nicht vorhanden sind.
- Im Experiment gibt es kapazitive Kopplungen durch Zuleitungen und Spulen sowie Übergangsimpedanzen, die in der Simulation nicht berücksichtigt wurden.

7.2 Vergleich mit dem Stand der Technik

7.2.1 Feldfokussierung in tomographischen Systemen

Im Stand der Technik werden üblicherweise für tomographische Untersuchungen Spulen-anordnungen mit einem Sender verwendet (siehe Kapitel 3). Um die Empfindlichkeit in einem tomographischen System auf Prüfkörper im Raum zwischen Sender und Empfänger zu verbessern wurde eine Anordnung mit einem zweiten Sender entwickelt. Um die benötigten Daten für einen Vergleich zu erhalten wurden ebenfalls Anordnungen mit einem Sender sowohl quasianalytisch als auch geometrisch und experimentell ermittelt. In folgender Tabelle 7.5 ist der Unterschied zwischen einer tomographischen Spulen-anordnung mit einem und mit zwei Sendern dargestellt.

tomographische Spulen-anordnung mit	einer Senderspule ($r_i=1$ mm)	zwei Senderspulen ($r_i=1$ mm, $r_a=3$ mm)
Kleinste messbare Größe	Prüfkörperradius: 1,6 mm	Prüfkörperradius: 0,32 mm
Abstand d_x, d_z zwischen zwei Prüfkörpern	Mindestabstand: 3,35 mm	Mindestabstand: 2,01 mm

Tabelle 7.5: Vergleich tomographischer Messsysteme mit einer (Stand der Technik) und zwei Senderspulen

Die Auflösung hat sich durch Überlagerung des Feldes der zweiten Senderspule S_2 verbessert, sodass im verbesserten System kleinere Prüfkörper detektiert werden können, welche in Systemen mit nur einer Senderspule durch das zu hohe B_0 nicht detektierbar wären. Darüber hinaus hat die optimierte Spulen-anordnung einen weiteren Vorteil hinsichtlich der Erweiterbarkeit auf 2D, bzw. Flächenmessungen. Spulen-anordnungen mit mehreren Senderspulen können auch für Flächenuntersuchungen in 2D verwendet werden. Realisiert wird es durch zwei große, rechteckige Spulenarrays (bestehend aus Sender- und Empfängerspulen), die sich gegenüber stehen. [113]. Die Topologie des Magnetfeldes ist durch geeignete Bestromungsmuster soweit verändert, dass im Vergleich zur bekannten MIT eine qualitativ günstiger Feldverteilung erzeugt wird, welche im Material, anders als reguläre Magnetfelder, quasi absorbiert werden kann. Die Vorteile dieser Felder gegenüber dem Stand der Technik sind eine bessere Rekonstruktion der Topologie von Prüfkörpern im Zwischenraum sowie eine einfacherere, robustere und schnellere Signalverarbeitung zur Rekonstruktion im Rechner. Ein geeignetes Bestromungsmuster ist örtlich abwechselnd um 180 Grad phasenverschoben in Abbildung 7.6 abgebildet- Dieses Bestromungsmuster führt beispielsweise zu einem schachbrettartigen Muster der

magnetischen Flussdichte. Diese Topologie pflanzt sich im Raum senkrecht zur Spulenebene fort und verformt sich dabei nur unwesentlich.

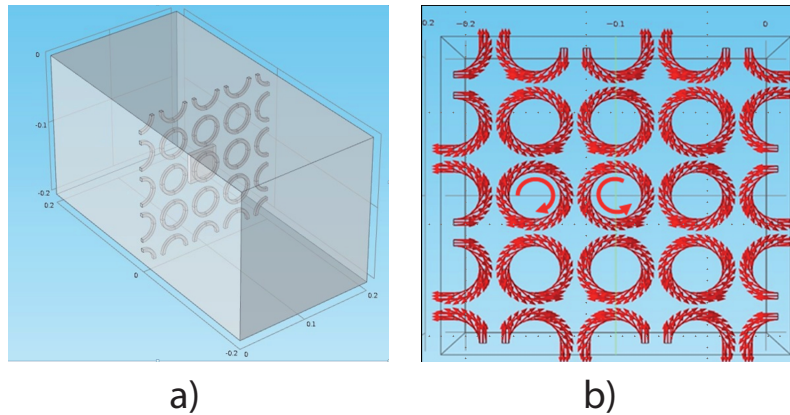


Abbildung 7.6: Finite Elemente Analyse des Systems (simuliert in Comsol Multiphysics) a) Modellierung des Spulenarrays, b) alternierend gepolte Bestromung der Senderspulen (Aufsicht auf das Senderarray)

Durch Einbringung eines Objektes in den Raum (würfelförmiger Prüfkörpers in der Mitte im Abstand zur den Senderspulen in Abbildung 7.6) werden die örtlichen Feldlinien behindert. Die Behinderung ist jedoch so schwach, dass in der unmittelbaren Umgebung keine wesentlichen Änderungen zu bemerken sind. Durch Einbringung des Prüfkörpers in den Raum werden die örtlichen Feldlinien quasi absorbiert.

In größerer Entfernung im Raum zum Prüfkörper zeigt das Muster der Magnetisierung im Aufpunkt des Prüfkörpers eine Abschwächung. Die Feldintensität nimmt hier erheblich ab und der Prüfkörper im Raum kann lokalisiert werden. Die Position des Prüfkörpers muss somit nicht aufwendig berechnet werden, sondern ist sehr kontraststark in den Messsignalen enthalten (Abbildung 7.7). [113]

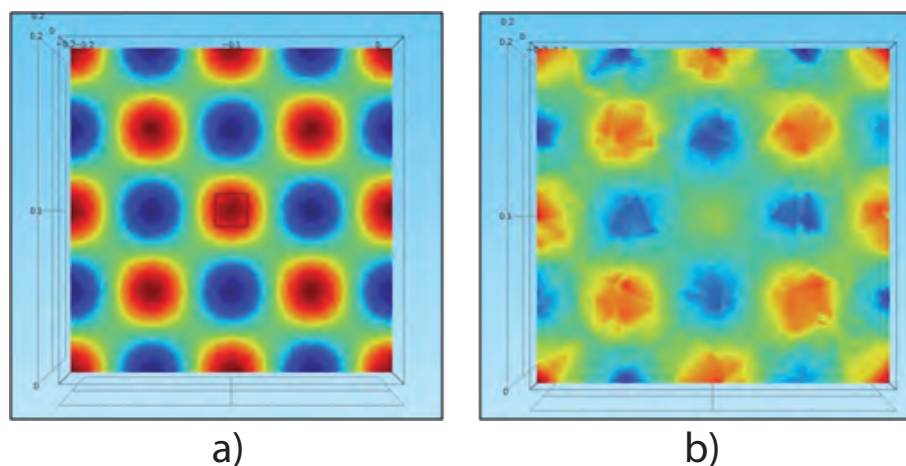


Abbildung 7.7: Finite Elemente Analyse des Systems a) Schachbrettartige Magnetisierung vor dem Prüfkörper (Würfel in der Mitte), b) Veränderung der Magnetisierung hinter dem Prüfkörper in größerer Entfernung im Raum (deutlicher Schatten im Mittelpunkt)

7.2.2 Gradiometrische Spulenarrordnungen

Im Stand der Technik, werden Gradiometer mit einem Sender verwendet (siehe Kapitel 3.3). Es wurden zehn Gradiometer mit 1 Sender und 10 Gradiometer mit zwei Sendern analog zu Kapitel 6.3 aus POM angefertigt (siehe Abbildung 7.8). Untersuchungen mit Gradiometern mit einem Sender ergaben, dass diese in ihrem Grundzustand sehr stark variierten und somit auch in ihrer Empfindlichkeit auf einen Prüfkörper in der Nähe des Gradiometer. Das bedeutet, dass die Empfindlichkeit auf einen Prüfkörper einzelner Gradiometer mit einem Sender sehr hoch ist, jedoch dieser Zustand nicht reproduzierbar ist, d.h. dass die quantitativen Eigenschaften sich nicht vervielfältigen lassen. Dieser Sachverhalt ist im Stand der Technik wohl bekannt, weshalb meist auf SQUIDs (Supraleitende Quanten-Interferenz-Detektoren) zurückgegriffen wird. SQUIDs sind die derzeit empfindlichsten Magnetfelddetektoren. Ihr Messprinzip basiert auf den Effekten der Flußquantisierung und des Josephsen-Effekts. SQUIDs haben für viele Anwendungen sowohl in der industriellen als auch in der medizinischen Messtechnik folgende Nachteile [27]:

- hohe Anschaffungskosten
- komplexe Kühltechnik Hindernis für die Handhabbarkeit
- empfindlich auf Störungen aus der Umgebung
- Störanfällig auf externe Feldänderungen, die den maximalen Operationsbereich der Ausleselektronik überschreiten

Durch Einbringen einer zweiten Senderspule S2 konnten die Gradiometer in einen gleichen Grundzustand gebracht werden. Auf diese Weise war es möglich zehn Gradiometer mit der gleichen Empfindlichkeit herzustellen.

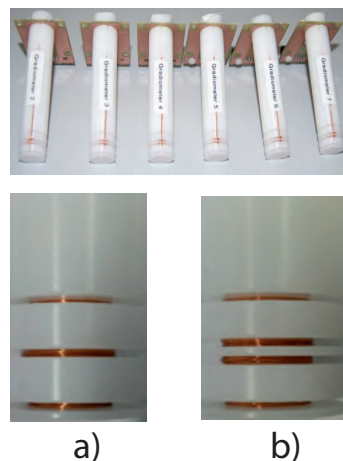


Abbildung 7.8: Gradiometer aus Experimenten. a) Gradiometer mit einem Sender, b) Gradiometer mit zwei Sendern

Somit ist es möglich individuell abgleichbare Gradiometer aufzubauen und damit reproduzierbare Eigenschaften zu gewährleisten, und diese zu Arrays (Erweiterung auf 2D) zu gruppieren. [101]

7.3 Vergleich der Systeme

Tabelle 7.6 zeigt den Vergleich zwischen den Ergebnissen mit tomographischen und gradiometrischen Spulenanordnungen mittels Tastspulen.

Spulenanordnung	Gradiometer	Tomograph mit zwei Sendern
Radius des Senders	6,5 mm	1 mm
Reichweite	30 mm (= $4,6 \cdot r_S$)	15 mm (= $15 \cdot r_S$)
Kleinste messbare Objektgröße	Prüfkörperradius: 0,78 mm (= $0,12 \cdot r_S$)	Prüfkörperradius: 0,32 mm (= $0,32 \cdot r_i$)
Abstand d_x, d_z zwischen zwei Prüfkörpern	Mindestabstand: 2,61 mm (= $0,4 \cdot r_S$)	Mindestabstand: 2,01 mm (= $2,01 \cdot r_i$)

Tabelle 7.6: Vergleich zwischen Aufbauten mit Gradiometer - Tastspulen und Transmissions - Tastspulen

Mit einem Gradiometer ist es möglich Prüfkörper mit einem kleineren Radius zu detektieren, als es mit tomographischen Spulenanordnungen der Fall ist. Darüberhinaus können mit einem Gradiometer Prüfkörper mit einem kleineren Abstand zu einander zu detektiert werden, als bei einem tomographischen System mittels Tastspulen. Jedoch ist es mit tomographischen Spulenanordnungen durch die größere Reichweite möglich größere Bereiche zu untersuchen. Der Raum zwischen Sender- und Empfängereinheit ist viel größer anzusetzen. Das bedeutet, dass die Ausflösung von Spulenanordnungen mit Gradiometer - Tastspulen, das heisst die Empfindlichkeit auf die Positionsänderung eines Prüfkörpers, im Vergleich zwar größer ist, sie jedoch in ihrer Reichweite gegenüber tomographischen Systemen deutlich begrenzt ist.

8. Applikationen des Gradiometers

Um die Handhabbarkeit der Elektronik für verschiedene Applikationen zu gewährleisten, wurde ein mobiler Aufbau entwickelt, der es erlaubt an unterschiedlichen Orten und Gegebenheiten Messungen durchzuführen. Dieser mobile Aufbau ist jedoch für tomographische Anwendungen komplizierter im Aufbau, weshalb für die folgenden Messungen das Gradiometer als Spulenanordnung gewählt wurde. In diesem Kapitel steht im Gegensatz zu allen vorherigen Kapiteln nicht die Vergleich zwischen den beiden Spulenanordnungen mit Transmissions - Tastspulen und Gradiometerspulen im Vordergrund. Ziel ist hier die Anwendbarkeit des Gradiometers in Feldversuchen zu prüfen. Der mobile Messaufbau wird in Kapitel 8.1 vorgestellt. In Kapitel 8.2 wird das System angewendet, um Lochbleche auf Materialfehler zu untersuchen. In Kapitel 8.3 wird anhand des Messsystems tumoröses von gesundem Gewebe von menschlichen Leberresektaten unterschieden. Um zu untersuchen, welche Leitfähigkeitsänderungen mit dem Messsystem detektiert werden können wird in Kapitel 8.4 der Fettgehalt von Rattenlebern untersucht.

8.1 Mobiler Messaufbau für Feldversuche

Die Anforderungen für einen mobilen Messaufbau für Feldversuche werden im folgenden erläutert. Der mobile Messaufbau, muss so gestaltet werden, dass es eine zentrale Messelektronik mit Signalerzeugung, -verstärkung, -filterung und -verarbeitung gibt. Für unterschiedliche Anwendungsbereiche sollen eine mechanische Vorrichtung mit den entsprechenden Spulengeometrien mit der zentralen Messelektronik verbunden werden. Die gesamte Messelektronik wird dabei über einen PC angesteuert. Alle Signale, werden über eine Messwerterfassungskarte im PC gespeichert und automatisch ausgewertet. In Abbildung 8.1 ist der entwickelte mobile Messaufbau für unterschiedliche Anwendungsbereiche abgebildet.

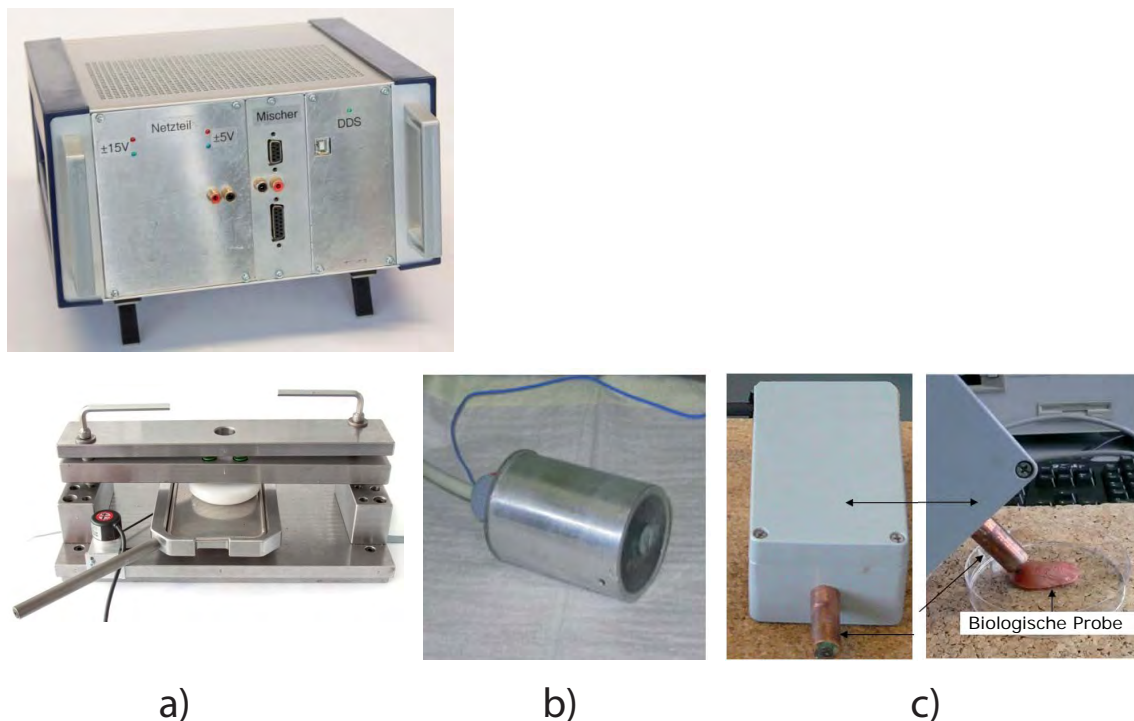


Abbildung 8.1: Mobiler Versuchsaufbau für unterschiedliche Applikationen. a) Risserkennung in Lochblechen (Kapitel 8.2), b) Tumorerkennung menschlicher Leber (Kapitel 8.3), c) Leberfetterkennung an Rattenlebern (Kapitel 8.4)

Es wurden drei unterschiedliche Anwendungsbereiche untersucht. Dabei wurden gezielt Anwendungen aus industriellen Bereichen als auch Anwendungen aus medizinischen Bereichen untersucht. Die Messelektronik bei diesen Untersuchungen ist identisch (siehe Abbildung 8.1 oberes Bild), jedoch unterscheiden sich die Spulenradien der Gradiometer bei den jeweiligen Anwendungen, da unterschiedlich große Strukturen aufgelöst werden sollen. Für die genaue Ausrichtung des Gradiometers auf die zu untersuchenden Prüfkörper wurden für die jeweiligen Anwendungsbereiche spezielle Vorrichtungen entwickelt (siehe Abbildung 8.1 a), b) und c). Diese werden in den Kapitel 8.2, 8.3 und 8.4 näher

erläutert. Ein schematischer Signalverlauf der Messelektronik ist in der folgenden Abbildung 8.2 dargestellt.

Das Messsystem besteht aus zwei DDS (Direct Digital Synthesis), spannungsgesteuerten Stromquellen, mehreren Instrumentenverstärkern, Mischern, Filtern und einer Schnittstelle zum PC.

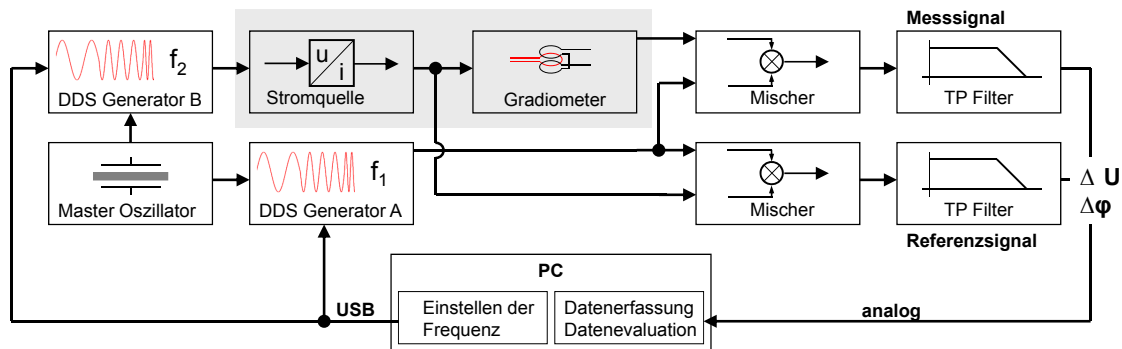


Abbildung 8.2: Mobiler Versuchsaufbau - schematischer Signalverlauf

Die Signalgenerierung findet mithilfe zweier aufeinander synchronisierter DDS-Bausteine (AD9851BRS) statt. Diese Bausteine werden über zwei D-Flip-flops (74AC74SC), welche eine synchrone Datenübertragung an die DDS-Bausteine gewährleisten, programmiert. Zusätzlich werden die beiden DDS über eine Steuerleitung aufeinander synchronisiert. Der für den Betrieb benötigte Takt wird den beiden DDS dabei von einem gemeinsamen 148,43 MHz Master Oszillator zur Verfügung gestellt. Von den DDS werden dabei zwei sinusförmige Signale mit variabler Frequenz und konstanter Amplitude von 1,4 V und einem Offset von 0,7 V erzeugt. Ein DDS-Signal wird verwendet um die spannungsgesteuerte Stromquelle zur Erregung der Senderspulen zu speisen. Dieses Signal wird im Folgenden als Sendersignal bezeichnet. Das zweite DDS-Signal ist um 1 kHz niedriger als das Sendersignal und wird als Mischersignal bezeichnet. Die Signalfrequenzen können hierbei über ein USB-Interface mithilfe einer LabView-Oberfläche programmiert werden. Das Sender- und das verstärkte Empfängersignal werden zur Signalkonditionierung gegen das Mischersignal gemischt. Da sich im Mischsignal verschiedene Frequenzanteile befinden, welche das zur Auswertung erforderliche monofrequente Signal von 1 kHz überlagern, sind unterschiedliche Filterschaltungen notwendig. Ein Hochpass 1. Ordnung sorgt für die Unterdrückung der Gleichspannungsanteile und ein aktiver Tiefpass 2. Ordnung dient der Signalfilterung. Die hochfrequenten Signalanteile entstehen aus der Multiplikation der beiden Eingangssignale am Mischer (SA602). Die genaue Beschreibung des Mischvorgangs befindet sich in Anhang A.6. Das so gewonnenen Signal hat eine Frequenz um 1 kHz. Nach Einlesen der Signale mittels einer Messwerterfassungskarte (NI PCI6251) und anschließender Verarbeitung mit LabView erfolgt die Auswertung der Pha-

se zwischen Sender- und Empfängersignal mit einem Least Square Algorithmus, welcher in Matlab programmiert und in LabView eingebunden wird. In den Handgeräten (siehe Abbildung 8.1 a), b) und c)) befinden sich jeweils die spannungsgesteuerten Stromquellen sowie die Sender- und Empfangsspulen. Die Anforderungen für die spannungsgesteuerte Stromquelle zur Erregung der Senderspulen der Gradiometer sind folgende:

- Die Erregerfrequenz f der Senderspulen muss in einem Frequenzintervall von $100 \text{ kHz} < f < 1 \text{ MHz}$ einstellbar sein.
- Es muss die Möglichkeit gegeben sein, Spulen mit Induktivitäten L von $10 \text{ } \mu\text{H} < L < 30 \text{ } \mu\text{H}$ zu erregen.
- Zwei Stromquellen müssen synchronisiert arbeiten und ihre Ströme unabhängig voneinander einstellbar sein. Dabei sollen Ströme bis zu 150 mA einstellbar sein.
- Die Ströme müssen in Schritten von $\Delta = 1 \text{ mA}$ einstellbar sein. Für die Phasen zwischen den beiden erzeugten sinuförmigen Wechselströmen muss eine Einstellgenauigkeit von $0,01^\circ$ gegeben sein.

Abgeschrimt werden diese durch ein konzentrisch zu den Spulen angeordnetes geerdetes Metallrohr. Dabei wurde eine im Vergleich zu Kapitel 6.1.1 kleinere Stromquelle entwickelt, die auf das Gradiometer, den Induktivitäten der Spulen sowie der Messfrequenz von 1 MHz abgestimmt ist. Erregt werden die Senderspulen mit einem effektiven Strom von 100 mA. Verwendet wurde dazu der Leistungsverstärker THS6012. Im Handgeräten befindet sich ebenfalls ein Instrumentenverstärker zur Verstärkung der Spannungen an den Empfängerspulen. Auf diese Weise werden zusätzliche Induktiven und parasitäre Kapazitäten durch lange Zuleitungen vermieden. [114]

8.2 Risserkennung an Lochblechen

(Loch-)Bleche aus Edelstahl oder anderen elektrisch gut leitfähigen Materialien finden in vielen Bereichen der Technik und in vielen Produkten Anwendung. Im Folgenden sind einige Anwendungsbereiche aufgelistet:

- Ablaufsiebe in Spülmaschinen
- Siebe in der Kunststoffindustrie zur Korngrößenselektion
- Verkleidungen an Gebäuden
- Einsätze für Böden von Kochtöpfen für Induktionsherde
- Stützbleche in Ansaugkrümmern für Verbrennungsmotoren
- Hochfrequenzgehäuse in der Elektronik
- Schutzgitter an Maschinen
- Filterrahmen für Gerätekühlungen

Speziell bei der Herstellung von Sieben mit kleinen Lochungen im Bereich von Lochgrößen kleiner 1 mm werden häufig nach der Lochung noch Verformungen in einer Tiefziehpresse (siehe Abbildung 8.3) durchgeführt, um das Produkt in die gewünschte Form zu bringen.

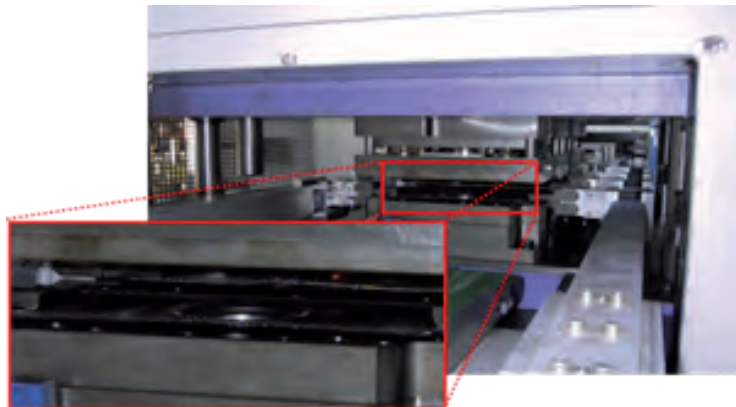


Abbildung 8.3: Tiefziehprozess in Kaltwalzwerken

Ein typisches Beispiel ist das Ablaufblech in einer Spülmaschine, das im Folgenden als Beispiel zur Beschreibung der Problemstellung verwendet wird. Der Tiefziehprozess findet in aller Regel in mehreren Stufen statt, um Sicken, Dome und andere Geometrien nach Maßgabe der Kundenanforderungen zu realisieren. Speziell bei den Domen sind bis zu 5 Tiefzieharbeitsschritte erforderlich, um die gewünschte Geometrie zu erhalten. Die Asymmetrie der Bauteile führt zu unterschiedlichen Haltekräften in der Presse und in der

Folge zu richtungsabhängigen unterschiedlich starken Dehnungen. Die enorme mechanische Belastung des gelochten Bleches führt zu einer richtungsabhängigen Veränderung der Lochgeometrie und zu Rissen in den Zonen großer plastischer Dehnung (siehe Abbildung 8.4).

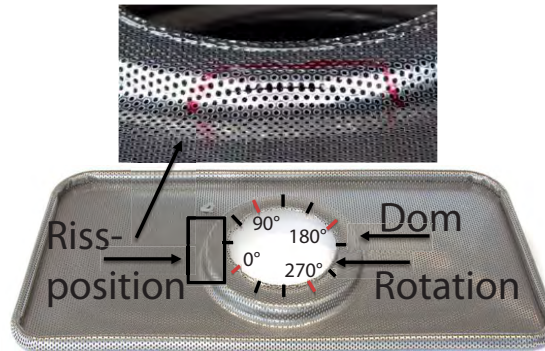


Abbildung 8.4: Position des Risses am Lochblech

Diese Risse stellen unter anderem wegen der Verletzungsgefahr beim Endanwender einen erheblichen Qualitätsmangel dar und führen deshalb zu Weigerungen der Kunden, bei diesem Beispiel den Herstellern von Spülmaschinen. Zu stark gedehnte Materialien können auch zu einem späteren Zeitpunkt im Laufe des Verwendungszyklus bedingt durch thermisch oder anders bedingte mechanische Spannungen noch Risse bilden und zur Unbrauchbarkeit des Produktes führen.

Ähnliche Fehler treten auch bei Lochblechen für andere Anwendungen auf. Die Hersteller lassen die Bleche zurzeit durch Sichtprüfung einzeln überprüfen. Diese Methode ist bei bis zu 3 Millionen Blechen pro Jahr beim Partnerunternehmen sehr ineffizient in Bezug auf Kosten sowie Qualität und ermöglicht keine hundertprozentige Sicherheit, um schadhafte Bleche auszusortieren (0-Fehler Strategie). Die Ermüdung des Prüfpersonals spielt hier eine nicht zu unterschätzende Rolle. Vorgeschädigte Bleche, die noch nicht gerissen sind, können durch Sichtprüfung nicht gefunden werden. Die erforderliche Produktqualität ist somit nur schwer erreichbar. Ein ähnliches Fehlerbild ergibt sich auch bei sehr dünnen, nicht gelochten und tiefgezogenen Blechen, wie sie z. B. bei Haushaltsgeräten eingesetzt werden.

Hier findet das in dieser Dissertation beschriebene Gradiometer Einsatz. Im Fokus stehen bei der Untersuchung kleine Bleche (Siehe Abbildung 8.4), wie sie beispielsweise in Haushaltsmaschinen eingesetzt werden. Eine Übertragbarkeit auf große Bleche soll geprüft werden. Untersucht werden Lochbleche mit unterschiedlichen Materialfehlern von der Materialverjüngung bis hin zum Materialriss. Diese sind in Abbildung 8.5 abgebildet. [114]

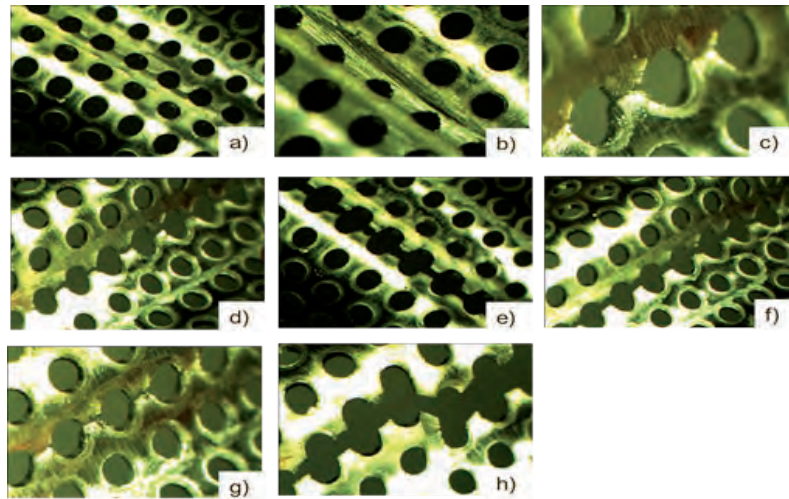


Abbildung 8.5: Unterschiedliche Metallverarbeitungsfehler von Materialverjüngung bis zu Riss (10,5-fach vergrößert)

Als Sensorgeometrie wurde ein axiales Gradiometer verwendet. In Abbildung 8.6 ist die mechanische Vorrichtung sowie der Versuchsaufbau dargestellt.

Die Lochbleche mit den Materialfehlern aus Abbildung 8.5 rotieren in der Messvorrichtung (Abbildung 8.6) im definierten Abstand von 1 mm zum Gradiometer in 1° -Schritten (vgl. Abbildung 8.4). Dabei sind die Gradiometer direkt am Dom an den kritischen Stellen platziert, an denen die Materialfehler auftreten. Ausgewertet wurde die Phase zwischen dem gesendeten und dem empfangenen Signal (Primär- und Sekundärspule).



Abbildung 8.6: Mechanische Vorrichtung zur Halterung der Lochbleche und Drehung in definierten Schritten, integrierte Elektronik, Messsystem zur induktiven Impedanzmessung (4 Gradiometer)

In Tabelle 8.1 sind die Materialfehler von Materialverjüngig bis hin zu Riss mit Rissbreite und Risshöhe aufgelistet. Der Tabelle sind die Messergebnisse zu den Materialfehlern zu entnehmen. Alle Messungen wurden 10 Mal wiederholt und die Mittelwert und Standardabweichung berechnet. Zu Erkennen ist, dass bereits eine Materialverjüngung einen deutlichen Messeffekt erzeugt und dieser bei größer werdendem Riss steigt [114].

Abbildung 8.4	b	c	d	e	f	g	h
Rissbreite [mm]	verjüngt	0,85	2,05	7,92	12,43	19,89	27,9
Risshöhe [mm]	verjüngt	0,05	0,06	0,32	0,61	0,91	1,58
Mittelwert [°]	1,05	1,6	3,09	9,45	10,78	16,76	19,71
Standardabweichung [°]	0,161	0,266	0,125	0,329	0,174	0,64	0,297

Tabelle 8.1: Geometrische Risseigenschaften sowie Messergebnisse der Phase für unterschiedliche Materialfehler in 7 unterschiedlichen Lochblechen aus Abbildung 8.5

In Abbildung 8.7 a) sind die Ergebnisse grafisch aufgetragen. Jede Messung mit einem Lochblech über unterschiedliche Rotationspositionen in ° zeigt einen deutlichen Verlauf. Beim Eintritt in den Riss sowie beim Austritt aus dem Riss heraus zeichnet sich in der Messung ein "peak" bzw. Phasensprung ab.

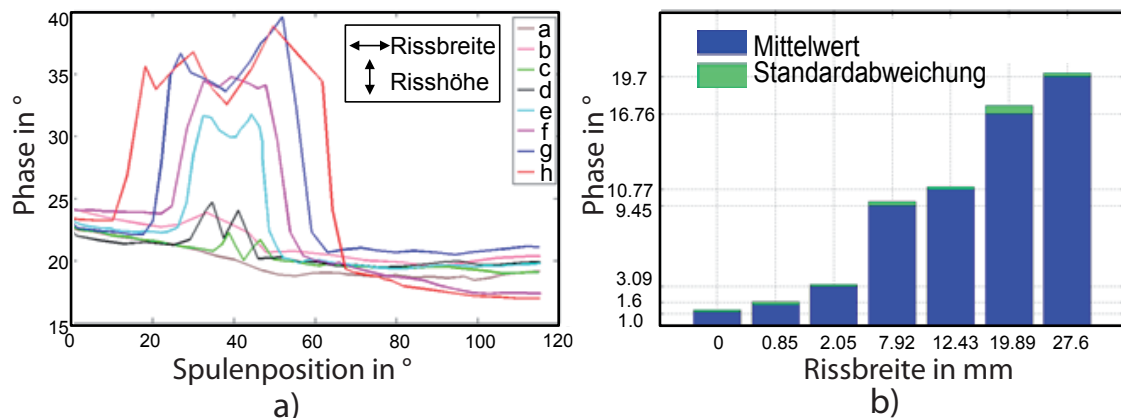


Abbildung 8.7: Messergebnisse der vermessenen Materialfehler aus Abbildung 8.5

In Abbildung 8.7 b) sind die Phasen mit ihren Standardabweichungen gegen die Rissbreite aufgetragen.

Es zeichnet sich ein nahezu linearer Zusammenhang zwischen Rissbreite und Phase ab. Auf diese Weise können Rückschlüsse sowohl über Rissbreite als auch über Risslänge gezogen werden. [115]

8.3 Tumorerkennung in menschlichen Leberresektaten

Jedes biologische Gewebe besteht aus Zellen und der umliegenden extrazellulären Matrix. Das Gewebe weist daher gewebespezifische elektrische und dielektrische Eigenschaften auf. Durch das elektrische Verhalten des Gewebes und dessen Struktur können über äquivalente elektrische Ersatzschaltungen die passiven elektrischen Eigenschaften Konduktivität und Permittivität bestimmt werden [116]. Die Erfassung dieser charakteristischen elektrischen Eigenschaften ermöglicht es Informationen über den Gewebezustand zu erhalten. Tumorgewebe einer menschlichen Leber beispielsweise ist bis zu 4 Mal leitfähiger als gesundes Lebergewebe. [117] Es wurden Versuche mit Gradiometer - Tastspulen durchgeführt, um gesundes von tumorösem Gewebe zu unterscheiden.

Dazu wurden klinische Messungen (Abbildung 8.8) am Universitätsklinikum Essen durchgeführt. Dabei wurden an acht Kliniktagen 8 unterschiedliche tumordurchsetzte Leberresektate von Chirurgen entnommen und für Messungen zur Verfügung gestellt.



Abbildung 8.8: Messplatz zur Untersuchung von Leberresektaten

Die erhaltenen Leberresektate (Abbildung 8.9) waren unterschiedlich mit Tumoren durchsetzt und wurden unmittelbar nach der Entnahme aus dem Körper des Patienten mit dem Gradiometer untersucht. Sie erfolgten so zeitnah nach der Operation, dass noch keine messbare Ischämie innerhalb des Resektats eingesetzt hatte. In Abbildung 8.9 sind einige Leberresektate, die mit dem Gradiometer untersucht wurden, abgebildet. Eine gesunde Menschenleber ist nahezu homogen. Ein Tumor lässt sich in diesem Fall deutlich von dem gesunden Areal des Resektates unterscheiden. In den Abbildungen ist zu erkennen, dass die Leberresektate in unterschiedlichem Maße von Tumoren durchsetzt waren. Von Interesse war es während der Messung nicht nur den Tumor vom umliegenden gesunden Gewebe zu unterscheiden, sondern diesen auch örtlich abzugrenzen.

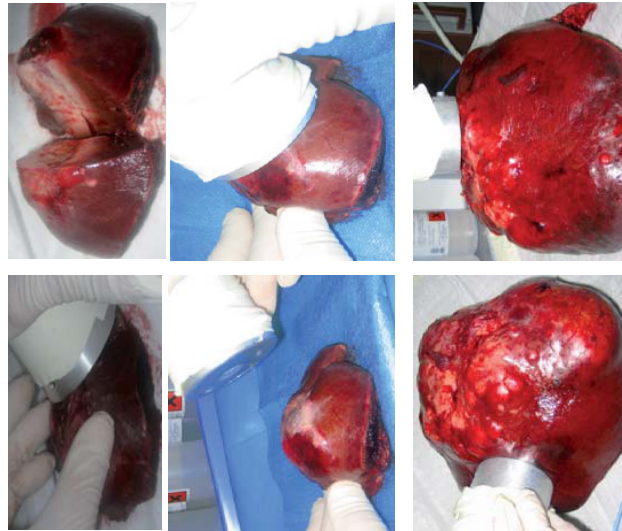


Abbildung 8.9: Leberresektate mit Tumoren durchsetzt

Die Gradiometer - Tastspule wurde abwechselnd zwei Mal auf tumoröse Bereiche der Leber und zwei Mal auf gesunde Bereiche ausgerichtet. In Abbildung 8.10 ist das Ergebnis einer einzelnen Messung an einem Leberresektat abgebildet. Es ist deutlich zu erkennen dass, bedingt durch die erhöhte Leitfähigkeit des Tumors, die Phasendifferenz zwischen dem erregenden Signal der Senderspule sowie dem empfangenen Signal im Tumorbereich viel größer als im gesunden Leberbereich ist.

Dieses Ergebnis konnte mit allen acht zur Verfügung gestellten Leberresektaten beobachtet werden. Die Messreihen an der Uniklinik haben gezeigt, dass es durch das entwickelte Messsystem möglich ist tumoröses Gewebe von gesundem Gewebe zu unterscheiden [117].

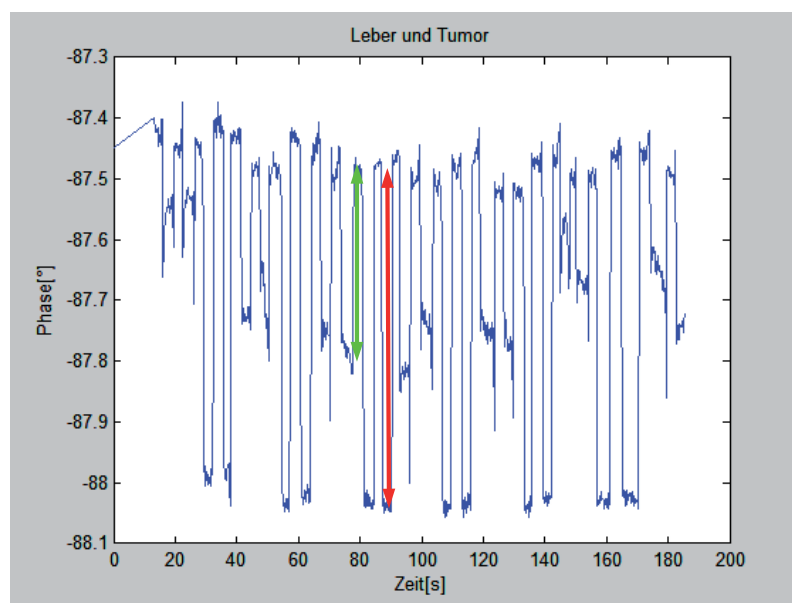


Abbildung 8.10: Phasensprung zwischen Sender- und Empfangssignal bei Auflegen eines Gradiometers auf gesundes Lebergewebe (grüner Pfeil) und tumoröses Lebergewebe (roter Pfeil).

8.4 Fettgehaltsbestimmung von Rattenlebern

Die Bestimmung des Steatosegrades ist ein wichtiger Parameter im Kontext der Transplantation von Spenderlebern. Der Goldstandard in der klinischen Diagnostik ist die histologische Beurteilung von Gewebeproben. Die visuelle Abschätzung des Schweregrades durch den Pathologen, zeigt eine erhebliche Variabilität in der quantitativen Bewertung zwischen verschiedenen Untersuchern. Auch die begrenzte Stichprobengröße ($<5\text{mm}^3$) ist ein Faktor, der aufgrund der inhomogenen Fettverteilung in der Leber zu einer Variabilität in der Bewertung einer Gewebeprobe führen kann. Daher besteht Bedarf an einer einfach anzuwendenden Messtechnik, die zur sicheren Bestimmung des Steatosegrades im Transplantationssetup anwendbar ist. Normales gesundes Lebergewebe kann in erster Näherung als wässrige Lösung angenommen werden, wohingegen eine steatotische Leber als Öl - Wasser Emulsion betrachtet werden kann [118]. Innerhalb einer Studie wurden im Universitätsklinikum Duisburg Essen an 15 unterschiedlichen Operationstagen 15 Rattenlebern untersucht. Die Rattenlebern waren durch Diäten der Ratten unterschiedlich verfettet. Der tatsächliche Grad der Verfettung wurde anhand einer histologischen Untersuchung im Universitätsklinikum bestimmt. Ziel ist es den Grad der Verfettung mit dem Gradiometer nachzuweisen. Dazu wurde der Messaufbau aus Abbildung 8.11 verwendet. [119]

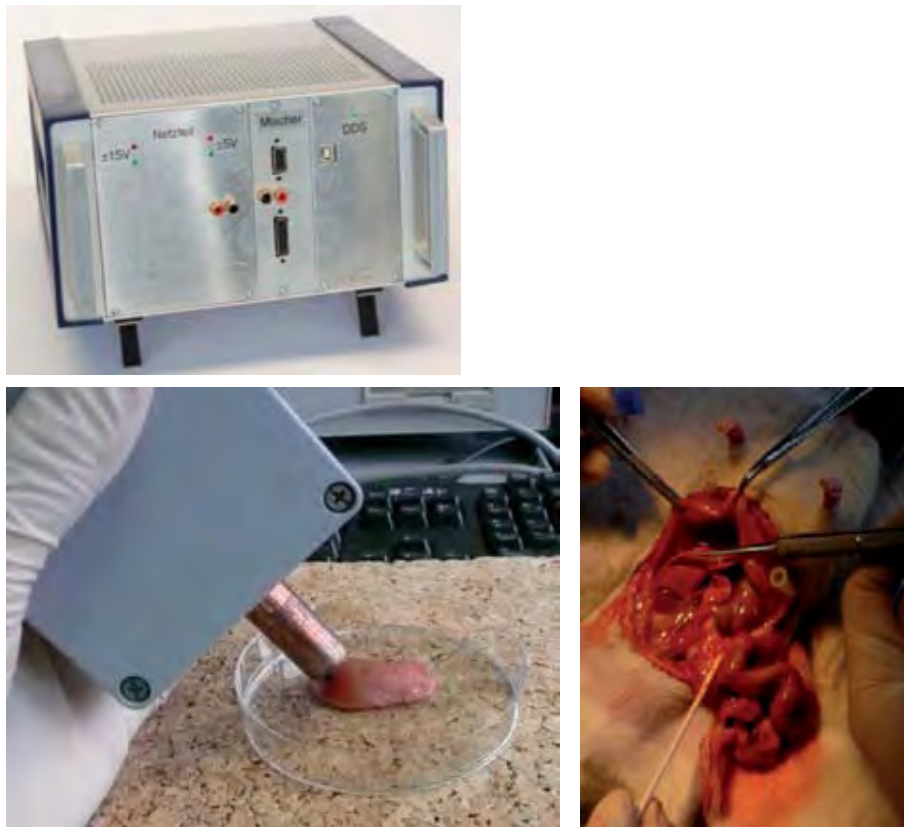


Abbildung 8.11: Messaufbau zur Bestimmung des Steatosegrades von Rattenlebern

Je höher der Grad der Verfettung, desto kleiner ist die elektrische Leitfähigkeit des Gewebes (siehe Tabelle 8.2).

Fettgehalt [%]	0	5	10	15	20	25	30	35	40
elektrische Leitfähigkeit [mS/cm]	1,867	1,786	1,71	1,624	1,544	1,463	1,382	1,301	1,22

Tabelle 8.2: Zusammenhang zwischen Fettgehalt und elektrischer Leitfähigkeit

Die elektrische Leitfähigkeit der Rattenlebern unterscheiden sich somit um wenige Hundertstel mS/cm. Ausgewertet wurde die Phase zwischen Sender- und Empfängersignal bei unterschiedlichen Steatosegraden. In Abbildung 8.12 ist das Messergebnis abgebildet. [119]

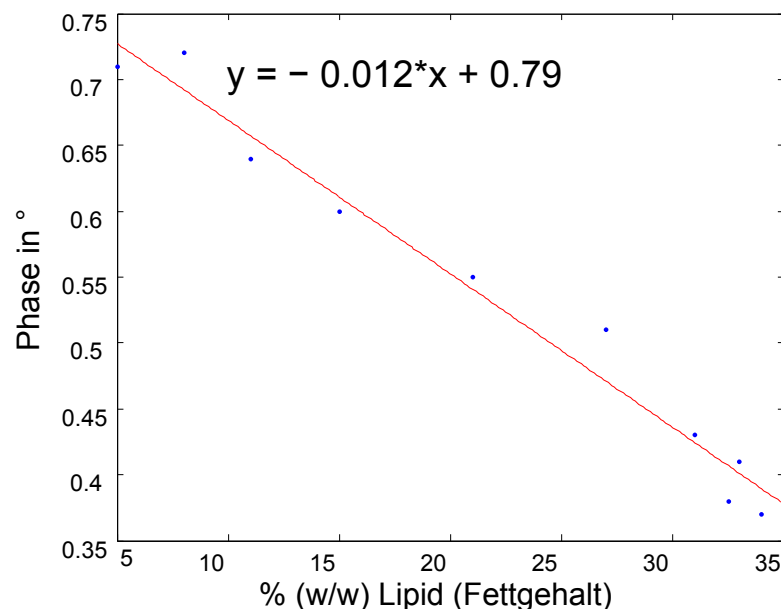


Abbildung 8.12: Messeffekt bei unterschiedlichen Steatosegraden von Rattenlebern

In Abbildung 8.12 ist eine deutliche Tendenz zwischen den Messergebnissen und dem Steatosegrad zu erkennen. Je höher der Fettgehalt der Leber, desto kleiner ist die elektrische Leitfähigkeit der Probe und desto kleiner ist der Messeffekt, das heisst die Phase zwischen Sender und Sendersignal. Die Ergebnisse streuen jedoch zu stark um eine Gerade, was eine genaue Fettgehaltsbestimmung nicht möglich macht. Es ist bei diesem Ergebnis somit zu vermuten, dass bei Leitfähigkeitsänderungen von wenigen Hundertstel mS/cm das Messprinzip mit dieser Spulengeometrie an seine Auflösungsgrenze stößt.

9. Zusammenfassung und Ausblick

Ein Ziel dieser Dissertation ist es, die Topologie des Magnetfeldes soweit zu verändern, um in der Tendenz ein geradliniges Empfindlichkeitsfeld zu erzielen. Dabei wurde durch Bestromungsmuster und geeigneten Spulengeometrien eine bessere Signatur beziehungsweise Lokalisierung von Objekten innerhalb des Raumes erzielt. Es ist zu erwarten, dass so eine einfachere und robustere Signalverarbeitung zur Bild-Rekonstruktion im Rechner ermöglicht wird. Durch das beschriebene induktive Messsystem wird die Reichweite der Felder in den Raum begrenzt, jedoch ist es möglich das Messsystem durch Variation der Spulenparameter an praktischen Gegebenheiten anzupassen. Beispielsweise gelten bei einem Personenscreening andere Anforderungen als in der medizinischen Diagnostik. Die Mindestobjektgröße bei maximalen Objektabstand zwischen S und E ergaben bei der bekannten MIT Modell I 1,6mm bei einem Spulenradius von 1mm. Durch das Hinzuschalten von S2 im Modell II wurde das Objekt bereits bei einer Objektgröße von 0,32mm detektiert. Darüberhinaus betrugen die Signaländerungen, hervorgerufen durch den Prüfkörper, im Modell I maximal 0,1% des Hintergrundsignals B_0 . Durch die Erweiterung in Modell II konnten Signaländerungen von bis zu 1800% des Hintergrundsignals B_0 erfasst werden. Anhand der analytischen Beschreibungen konnten in MATLAB geeignete geometrische und elektrische Parameter für unterschiedlichste Anwendungsgebiete wenig rechenintensiv berechnet werden. Damit sind häufig weitaus rechenintensivere numerische Berechnungen anhand Finiten-Elemente-Analysen verzichtbar.

Gradiometeranordnungen werden sowohl in der industriellen Messtechnik als auch in der Medizintechnik dazu verwendet, elektrischen Material- oder Gewebeeigenschaften zu prüfen. Die Sensitivität eines Gradiometers hängt stark von seinem Abgleich ab. In dieser Dissertation wurde eine Möglichkeit gezeigt, die geometrische Verstimmung eines Gradiometers, durch Einbringen einer zusätzlichen Senderspule, elektrisch einstellbar zu ma-

chen bzw. zu eliminieren, und das Gradiometer somit in einen definierten Grundzustand zu bringen. Somit ist es möglich individuell abgleichbare Gradiometer aufzubauen und damit reproduzierbare Eigenschaften zu gewährleisten. Im Ergebnis ist es möglich, beliebig viele Gradiometer mit gleichen, vorbestimmten physikalischen Eigenschaften, beispielsweise für Sensorarrays, herzustellen. Gegenstand nachfolgender Studien sollten die Erstellung von Gradiometergütekriterien sein. Es sollen Gütemerkmale wie die Empfindlichkeit bei unterschiedlichen Abständen zwischen Gradiometer und Probe, unterschiedlichen Probegrößen, unterschiedlichen Leitfähigkeitsbereichen und bei unterschiedlichen Leitfähigkeitsbereichen der Umgebung der Probe entwickelt werden. Zusätzlich muss die Erweiterbarkeit der analytischen Modelle auf andere Geometrien geprüft werden.

Die beiden beschriebenen unterschiedlichen Sensoranordnungen wurden innerhalb dieser Dissertation spezifiziert. Die Spulenordnungen aus Transmissions - Tastspulen und Gradiometer - Tastspulen wurden vergleichend gegenübergestellt. Es wurde ein Konzept vorgestellt diese Spulenordnungen gegenüber dem Stand der Technik zu verbessern und die technischen Grenzen sowie mögliche Anwendungsgebiete der Systeme aufgezeigt.

A. Appendix

A.1 Quasianalytische Modellierung in Matlab

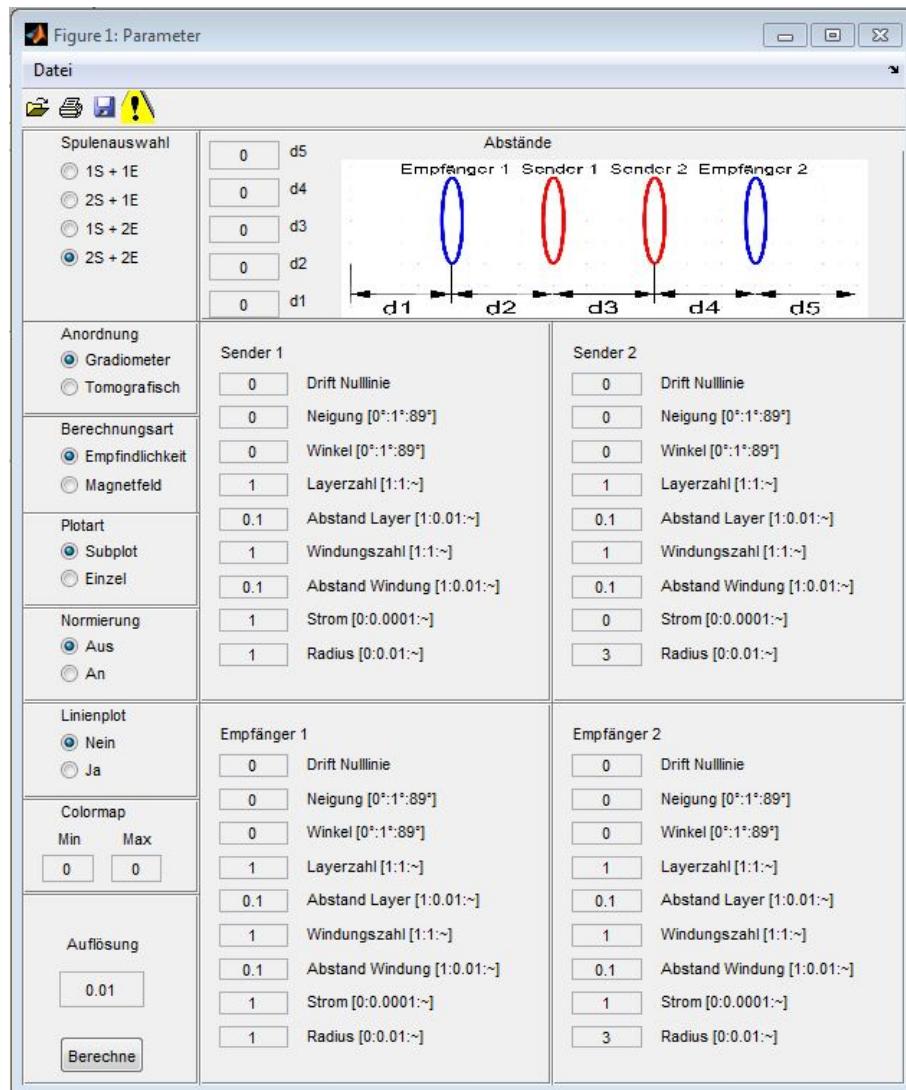


Abbildung A.1: Benutzeroberfläche (GUI) in *MATLAB*®

Die Generierung des quasianalytischen Modells erfolgt über eine grafische Benutzeroberfläche (GUI) in *MATLAB*®, die in Abbildung A.1) zu sehen ist. Hier werden alle geometrischen und elektrischen Parameter eingegeben werden. Der Aufbau besteht aus fünf Grundfeldern, vier Felder zur Eingabe von Spulenparameter und ein Feld zur geometrischen Anordnung des Aufbaus. In der Initialisierungsphase des Programms werden grundlegende Eigenschaften definiert und daraus folgend der Aufbau der GUI geladen. Parameter wie Fenstergröße, Art der Bedienelemente und farbliche Gestaltung sind ebenso Bestandteil des Prozesses.

A.2 Messergebnisse - Aufbau einer gradiometrischen Spulenordnung

Abstand l zwischen Gradiometer und Probekörper [mm]	Radius r_{min} des Probekörpers [mm]
0 ($= 0 \cdot r_S$)	0,78 ($= 0,120 \cdot r_S$)
1 ($= 0,154 \cdot r_S$)	0,947 ($= 0,146 \cdot r_S$)
2 ($= 0,308 \cdot r_S$)	1,116 ($= 0,172 \cdot r_S$)
3 ($= 0,462 \cdot r_S$)	1,298 ($= 0,2 \cdot r_S$)
4 ($= 0,615 \cdot r_S$)	1,503 ($= 0,231 \cdot r_S$)
5 ($= 0,769 \cdot r_S$)	1,742 ($= 0,268 \cdot r_S$)
6 ($= 0,923 \cdot r_S$)	2,025 ($= 0,312 \cdot r_S$)
7 ($= 1,077 \cdot r_S$)	2,369 ($= 0,364 \cdot r_S$)
8 ($= 1,231 \cdot r_S$)	2,778 ($= 0,427 \cdot r_S$)
9 ($= 1,385 \cdot r_S$)	3,265 ($= 0,502 \cdot r_S$)
10 ($= 1,538 \cdot r_S$)	3,841 ($= 0,591 \cdot r_S$)
11 ($= 1,692 \cdot r_S$)	4,517 ($= 0,695 \cdot r_S$)
12 ($= 1,846 \cdot r_S$)	5,305 ($= 0,816 \cdot r_S$)
13 ($= 2 \cdot r_S$)	6,214 ($= 0,956 \cdot r_S$)
14 ($= 2,154 \cdot r_S$)	7,256 ($= 1,116 \cdot r_S$)
15 ($= 2,308 \cdot r_S$)	8,442 ($= 1,299 \cdot r_S$)
16 ($= 2,462 \cdot r_S$)	9,783 ($= 1,505 \cdot r_S$)

Tabelle A.1: Simulationsergebnisse. Detektierbarer Mindestradius r_{min} bei gegebenem Abstand l zwischen Gradiometer und Probekörper. In Klammern sind die Ergebnisse relativ zum Radius der Spulen dargestellt.

A.3 Messergebnisse - kompensierte Systeme mittels Gradiometer - Tastspulen

Abstand l zwischen Gradiometer und Probekörper [mm]	Radius r_{Sp} des Probekörpers [mm]
1 ($= 0,154 \cdot r_S$)	1 ($= 0,154 \cdot r_S$)
2 ($= 0,308 \cdot r_S$)	2 ($= 0,308 \cdot r_S$)
3 ($= 0,462 \cdot r_S$)	2 ($= 0,308 \cdot r_S$)
4 ($= 0,615 \cdot r_S$)	2 ($= 0,308 \cdot r_S$)
5 ($= 0,769 \cdot r_S$)	2 ($= 0,308 \cdot r_S$)
6 ($= 0,923 \cdot r_S$)	3 ($= 0,462 \cdot r_S$)
7 ($= 1,077 \cdot r_S$)	3 ($= 0,462 \cdot r_S$)
8 ($= 1,231 \cdot r_S$)	3 ($= 0,462 \cdot r_S$)
9 ($= 1,385 \cdot r_S$)	4 ($= 0,615 \cdot r_S$)
10 ($= 1,538 \cdot r_S$)	4 ($= 0,615 \cdot r_S$)
11 ($= 1,692 \cdot r_S$)	5 ($= 0,769 \cdot r_S$)
12 ($= 1,846 \cdot r_S$)	6 ($= 0,923 \cdot r_S$)
13 ($= 2 \cdot r_S$)	7 ($= 1,077 \cdot r_S$)
14 ($= 2,154 \cdot r_S$)	8 ($= 1,231 \cdot r_S$)
15 ($= 2,308 \cdot r_S$)	9 ($= 1,385 \cdot r_S$)
16 ($= 2,462 \cdot r_S$)	10 ($= 1,538 \cdot r_S$)

Tabelle A.2: Messergebnisse. Detektierbarer Mindestradius r_{min} bei gegebenem Abstand l zwischen Gradiometer und Probekörper. In Klammern sind die Ergebnisse relativ zum Radius der Spulen dargestellt.

A.4 Spannungsgesteuerte Stromquelle zur Ansteuerung der Senderspulen

Zur Erregung der Senderspulen wurde die Konstantstromquelle aus Abbildung A.2 verwendet.

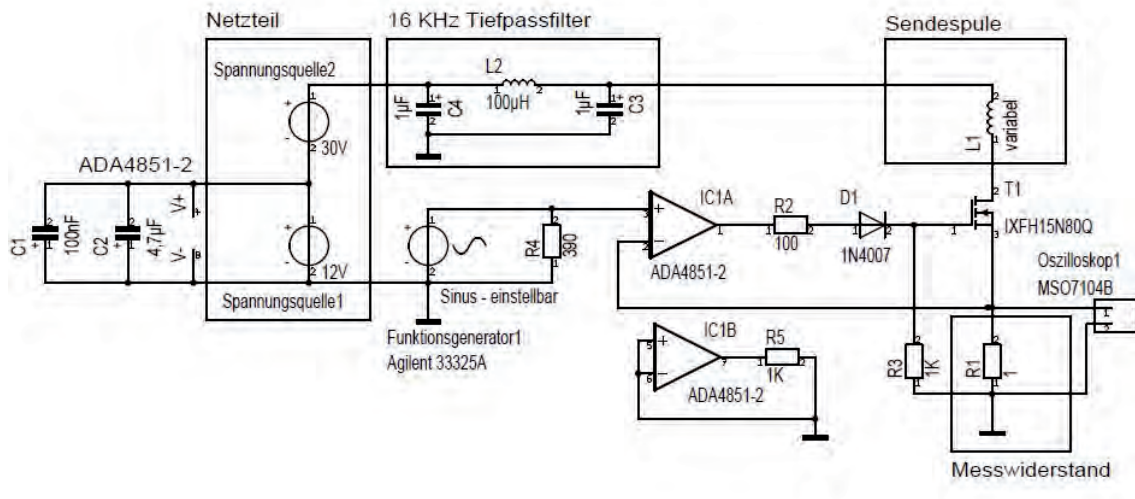
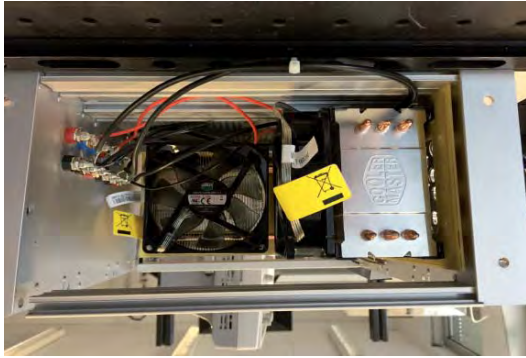


Abbildung A.2: Schaltplan der Konstantstromquelle zur Erregung der Senderspulen

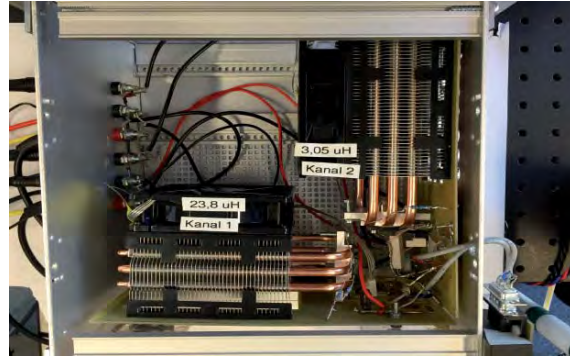
Der Funktionsgenerator gibt eine sinusförmiges Spannungssignal an den positiven Eingang des Operationsverstärkers ADA4851-2. Daraufhin wird die Spannung am Ausgang des Operationsverstärkers erhöht, bis der Feldeffekttransistor 15N80Q geöffnet wird. Durch die Spule L1 fließt dann ein Strom, welcher ebenfalls durch den Messwiderstand R1 fließt. Die daraus resultierende Spannung wird über den negativen Eingang des Operationsverstärkers gemessen und mit der vorgegebenen Spannung vom Funktionsgenerator verglichen. Die Spannung am Ausgang des Operationsverstärkers wird so lange erhöht, bis die Spannung am negativen Eingang gleich der Spannung am positiven Eingang des Operationsverstärkers ist.

Da der Operationsverstärker ADA4851-2 eine Betriebsspannung von 12V benötigt, die Spule jedoch eine Spannung von ca. 40V benötigt, werden zwei Netzgeräte verwendet, welche in Reihe geschaltet sind. Der Tiefpassfilter dient der Glättung der Versorgungsspannung für die Spule. Der unbenutzte Operationsverstärker wird mit einem 1kΩ Widerstand gegen Masse auf ein gemeinsames Potential mit den Eingängen gelegt. Dadurch wird eine Beeinträchtigung des verwendeten Operationsverstärkers durch Störsignale minimiert. Die Diode D1 schützt den Ausgang des Operationsverstärkers vor negativen Spannungen. Die Kondensatoren C1 und C2 dienen der Filterung der Versorgungsspannung vom Operationsverstärker.

Im Layout besteht viel Platz für die Kühlung des Feldeffekttransistors 15N80Q (siehe Abbildung A.3) vorgesehen. Da an dem Transistor während des Betriebs eine große Energie in Form von Wärme abgegeben wird, muss diese über einen Kühlkörper abgeführt werden. Der Kühlkörper wird über einem $1\text{M}\Omega$ Widerstand mit der Masse kontaktiert, damit darauf induzierte Wechselspannungen kurzgeschlossen werden.



a)



b)

Abbildung A.3: Konstantstromquelle zur Erregung der Senderspulen - Kühlsystem

A.5 Auswertung der Messsignale durch Goertzel-Algorithmus

Der Goertzel-Algorithmus ist eine spezielle Form der FFT (Fast Fourier Transformation), bei der einzelne diskrete Spektralanteile berechnet werden. Die Übertragungsfunktion $H(z)$ wird mit Gleichung A.1 definiert:

$$H(z) = \frac{Y(z)}{X(z)} = \frac{1 - e^{-j\frac{2\pi k}{N}} \cdot z^{-1}}{1 - 2\cos(\frac{2\pi k}{N}) \cdot z^{-1} + z^{-2}} \quad (\text{A.1})$$

Dabei entspricht der Goertzelkoeffizient k

$$k = N \cdot \frac{f}{f_{\text{SampleRate}}} \quad (\text{A.2})$$

N ist die Anzahl der Messpunkte, f die zu untersuchende Frequenz und $f_{\text{SampleRate}}$ die Abtastfrequenz. Die Funktion lässt sich in einen rekursiven $G(z)$ (Gleichung A.3) und einen nicht rekursiven $Y(z)$ (Gleichung A.4) Teil zerlegen.

Hierbei zeigt sich die Kaskadenstruktur des Algorithmus. [120]

$$G(z) = \frac{1}{1 - 2\cos(\frac{2\pi k}{N}) \cdot z^{-1} + z^{-2}} \quad (\text{A.3})$$

$$Y(z) = (1 - e^{-j\frac{2\pi k}{N}} \cdot z^{-1}) \cdot X(z) \quad (\text{A.4})$$

Gleichung A.4 ist nur einmal zu berechnen. Gleichung A.3 wird für alle N ausgeführt. Der Rechenaufwand einer FFT wäre: $N \cdot \log(N)$. Der Goertzel-Algorithmus verringert den Rechenaufwand auf $N+2$. Die aufgenommenen Signale haben eine Länge von 10000 Messpunkten. In einer Bildgröße von $50px \cdot 50px$ bringt der spezielle Algorithmus einen Zeitfaktor t (Gleichung A.5) von:

$$t = (50 \cdot 50) \frac{10000 \cdot \log(10000)}{10000 + 2} = 9998s \quad (\text{A.5})$$

Die berechnete Phasenverschiebung durch den Goertzel-Algorithmus hat in Abbildung A.4 keine Abweichungen zur vorgegebenen Phasenverschiebung.

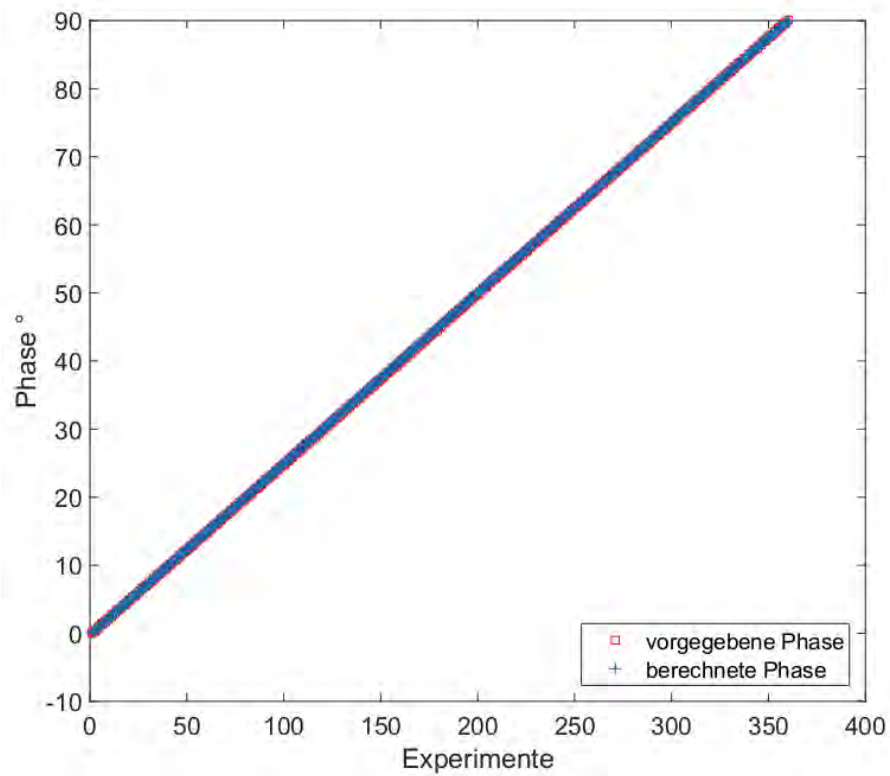


Abbildung A.4: Genauigkeit des Goertzel-Filter

A.6 Beschreibung des Mischers

Der in dieser Arbeit verwendete Mischer *SA602AN* der Firma Philips Semiconductors ist ein Doppel-Gegentaktmischer, bzw. auch Gilbert-Mischer genannt. Dieser arbeitet als Abwärtsmischer, d.h. dass die Eingangsfrequenzen größer sind als die Ausgangsfrequenz. Da sich im Mischsignal verschiedene Frequenzanteile befinden, welche das zur Auswertung erforderliche monofrequente Signal überlagern sind unterschiedliche Filterschaltungen notwendig. Ein passiver Hochpass 1. Ordnung dient dabei zur Unterdrückung eventueller Gleichspannungsanteile und ein aktiver Tiefpass 2. Ordnung zur Signalfilterung. Die hochfrequenten Signalanteile entstehen aus der Multiplikation der beiden Eingangssignale am Eingang des Mischer, welche in den folgenden Gleichungen mit S_A und S_B und ihren jeweiligen Amplituden A_A und A_B sowie ihren Frequenzen ω_A und ω_B bezeichnet werden. Das Ausgangssignal des Mischers, bzw. das gemischte Signal wird mit S_M bezeichnet

$$S_A(t) = A_A(t) \cdot \cos(\omega_A t + \varphi(t)) \quad (\text{A.6})$$

$$S_B(t) = A_B(t) \cdot \cos(\omega_B t) \quad (\text{A.7})$$

$$\begin{aligned} S_M(t) &= S_A(t) \cdot S_B(t) \\ &= \frac{A_A \cdot A_B}{2} (\cos(\omega_A - \omega_B)t + \varphi(t) + \cos(\omega_A + \omega_B)t + \varphi(t)) \end{aligned} \quad (\text{A.8})$$

Das vom DDS erzeugte Signal S_B ist um 1 kHz kleiner als das Sendersignal S_B . Der Mischer erzeugt demnach Signale in Gleichlage $\omega_A \pm \omega_B)t + \varphi(t)$. Die konstante Amplitude A_B wirkt sich nicht auf die Auswertung aus, d.h. dass bei größer werdender Leitfähigkeit des Prüfkörpers wird auch die Amplitude A_A und somit auch die Amplitude des Mischsignals A_M wachsen. So kann die Amplituden- und Phasenänderung ausgewertet werden.

Literaturverzeichnis

- [1] WEIDENMÜLLER, J.: *Optimization of Encircling Eddy Current Sensors for Online Monitoring of Hot Rolled Round Steel Bars*. Chemnitz, Technische Universität Chemnitz, Dissertation, 2014
- [2] GARCÍA-MARTÍN, J. ; GÓMEZ-GIL, J. ; VÁZQUEZ-SÁNCHEZ, E.: Non-Destructive Techniques Based on Eddy Current Testing. In: *Sensors* 3 (2011), S. 2525–2565
- [3] JANOUSEK, L. ; CAPOVA, K. ; YUSA, N. ; MIYA, K.: Multiprobe inspection for enhancing sizing ability in eddy current nondestructive testing. In: *IEEE Transactions on Magnetics* 44 (2008), S. 1618–1621
- [4] KANOUN, O.: Messverfahren zur Materialprüfung: Vielfältige Perspektiven. In: *Technisches Messen* 75 (2008), S. 373–375
- [5] MERCIER, D. ; LESAGE, J. ; DECOOPMAN, X. ; CHICOT, D.: Eddy currents and hardness testing for evaluation of steel decarburizing. In: *NDT E Int* 39 (2006), S. 652–660
- [6] BAE, J. ; KIM, S.: Hot wire inspection using eddy current. In: *Proceedings of the 18th IEEE Instrumentation and Measurement Technology Conference (IMTC 2001), Budapest, Hungary, 2001*, S. 962–965
- [7] O'TOOLE, M. ; MARSH, L. ; DAVIDSON, J. ; TAN, Y. ; ARMITAGE, D. ; PEYTON, A.: Non-contact multi-frequency magnetic induction spectroscopy system for industrial-scale bio-impedance measurement. In: *Measurement Science and Technology* 26 (2015)
- [8] TRAINITO, C. ; FRANCAIS, O. ; PIOUFLE, B. L.: Analysis of pulsed electric field effects on cellular tissue with Cole Cole model: Monitoring permeabilization under inhomogeneous electrical field with bioimpedance parameter variations. In: *Innovative Food Science and Emerging Technologies - Elsevier* 29 (2015), S. 193–200

- [9] GÜRSOY, D. ; SCHARFETTER, H.: Feasibility of Lung Imaging Using Magnetic Induction Tomography. In: *World Congress on Medical Physics and Biomedical Engineering* Bd. 25, 2009, S. 525–528
- [10] STEFFEN, M. ; ALEKSANDROWICZ, A. ; LEONHARDT, S.: Mobile Noncontact Monitoring of Heart and Lung Activity. In: *IEEE Transactions on Biomedical Circuits and Systems* 1 (2007), S. 250–257
- [11] RIEDEL, C.: *Planare induktive Impedanzverfahren in der Medizintechnik*. Karlsruhe, Universität Fridericiana Karlsruhe, Dissertation, 2004
- [12] MERWA, R. ; HOLLAUS, K. ; BRANDSTÄTTER, B. ; SCHARFETTER, H.: Numerical solution of the general 3D eddy current problem for magnetic induction tomography. In: *Physiological Measurement* 24 (2003), S. 545
- [13] YASHAN, A.: *Über die Wirbelstromprüfung und magnetische Streuflussprüfung mittels GMR-Sensoren*. Saarland, Universität des Saarlandes, Dissertation, 2008
- [14] GRIFFITHS, H.: Magnetic induction tomography. In: *Measurement Science and Technology* 12 (2001), S. 1126–1131
- [15] WEI, H. ; SOLEIMANI, M.: Electromagnetic Tomography for Medical and Industrial Application: Challenges and Opportunities. In: *Proceedings of the IEEE* 101 (2013), Nr. 3
- [16] HEIDARY, M. ; HIMMEL, J. ; KANOUN, O.: Einsatz von Gradiometern in der medizinischen Messtechnik. In: *IEEE Workshop Medizinische Messsysteme*. HRW Mülheim an der Ruhr, Apr. 2015
- [17] SEHESTEDT, C. ; HEIDARY, M. ; HIMMEL, J. ; KANOUN, O. ; DIRSCH, O. ; DAHMEN, U.: Messverfahren zur Klassifizierung steatotischer Spenderlebern. In: *IEEE Workshop Medizinische Messsysteme*. HRW Mülheim an der Ruhr, Apr. 2013
- [18] HEIDARY, M. ; SEHESTEDT, C. ; HIMMEL, J. ; KANOUN, O.: Diagnoses of Structural Changes in Biological Tissue using Inductive Impedance Spectroscopy. In: *International Workshop on Impedance Spectroscopy*. TU Chemnitz, Sept. 2011
- [19] ZHANG, Y. ; WOLF, W. ; BOUSACK, H. ; SOLTNER, H.: *Gradiometer*. <http://google.com/patents/WO1996019736A1?cl=en>. Version: June 1996
- [20] DÖSSEL, O. ; EDELER, M.: *Supraleitendes Gradiometer zur Messung schwacher Magnetfelder und ein Verfahren zu seiner Herstellung*. <http://www.google.de/patents/EP0386824A2?cl=de>. Version: Sept. 1990

- [21] SCHMALL, K.: *Induktive Sensoreinrichtung*. <http://www.google.com.ar/patents/EP0300974A1?cl=de>. Version: July 1988
- [22] BLITZ, J.: Electrical and Magnetic Methods of Non-destructive Testing. In: *Chapman & Hall 2* (1997)
- [23] FÖRSTER, F.: Theoretische und experimentelle Grundlagen der zerstörungsfreien Werkstoffprüfung mit Wirbelstromverfahren. In: *Zeitschrift für Metallkunde* 43 (1952), S. 163–180
- [24] UDPAAND, S. ; MOORE, P.: Electromagnetic testing (Nondestructive Testing Handbook, Vol 5). In: *American Society for Nondestructive Testing Inc. (ASNT)* 5 (2004)
- [25] MCMASTER, R.: Nondestructive Testing Handbook. In: *Society for Nondestructive Testing 2* (1959)
- [26] YASHAN, A.: *Über die Wirbelstromprüfung und magnetische Streuflussprüfung mittels GMR Sensoren*. Saarland, Universität des Saarlandes, Dissertation, 2008
- [27] ALLWEINS, K.: *Echtzeitfähiges Prüfverfahren zur Schweißnahtkontrolle an Aluminium-Bauteilen mittels magnetoresistiver Sensoren*. Gießen, Justus - Liebig - Universität Gießen, Dissertation, 2005
- [28] SIMONYI, K.: *Theoretische Elektrotechnik*. Wiley-VCH, 1993
- [29] MARTIDINES, M.: *Berechnung einer Spulenanordnung für die berührungslose Impedanzmessung unter Berücksichtigung von kapazitiven Kopplungen*, Universität Karlsruhe, Diplomarbeit, 2002
- [30] STROPPE, H. ; SCHIEBOLD, K.: *Wirbelstrom-Materialprüfung*. CASTELL Verlag, 2011
- [31] HAGEMAIER, D. J.: Eddy Current Standard Depth of penetration. In: *Materials Evaluation* Bd. 43, 1985, S. 1438–1441
- [32] KÜPFMÜLLER: *Theoretische Elektrotechnik*. Springer-Verlag Berlin Heidelberg, 2008
- [33] KREUZBRUCK, M. v.: *Untersuchungen zur zerstörungsfreien Prüfung mittels Wirbelstromanregung unter Verwendung von SQUIDS*. Gießen, Universität Gießen, Dissertation, 1998
- [34] SCHARFETTER, H.: Spectroscopic 16 channel magnetic induction tomograph. In: *IFMBE Proceedings* 17 (2007), S. 452–455

- [35] GÜRSOY, D. ; SCHARFETTER, H.: Anisotropic conductivity tensor imaging using magnetic induction tomography. In: *Physiological Measurement* 31 (2010), S. 135–145
- [36] GRIFFITHS, H.: Magnetic induction tomography. In: *Measurement Science and Technology* 12 (2001), July, Nr. 8, S. 1126–1131
- [37] FOSTER, K. ; SCHWAN, H.: Dielectric properties of tissues and biological materials: A critical review. In: *Crit. Rev. in Biomedical Engineering* 17 (1989), S. 25–104
- [38] RIGAUD, B. ; MORUCCI, J.-P. ; CHAUVEAU, N.: Bioelectrical impedance techniques in medicine. In: *Crit. Rev. in Biomedical Engineering* 24 (1996), S. 257–351
- [39] GABRIEL, C. ; GABRIEL, S. ; CORTHOUT, E.: The dielectric properties of biological tissues: I. literature survey. In: *Physics in Medicine and Biology* 41 (1996), S. 2231–2249
- [40] MALMIVUO, J.: Principle of Reciprocity Solves the Most Important Problems in Bioimpedance and in General in Bioelectromagnetism. In: *Journal of Physics: Conference Series* 224, 2010
- [41] HELMHOLTZ, HLF.: Ueber einige Gesetze der Verteilung elektrischer Ströme in körperlichen Leitern mit Anwendung auf die tierisch-elektrischen Versuche. In: *Ann. Physik und Chemie* 89 (1853), S. 211–33; 354–77
- [42] DÖSSEL, O.: *Bildgebende Verfahren in der Medizin*. Springer, 1999
- [43] FLIESSBACH, T. ; WALLISER, H.: *Arbeitsbuch zur Theoretischen Physik*. 3. Spektrum Akademischer Verlag, 2012. – 289–291 S.
- [44] LÜDERS, K. ; POHL, R. O.: *Einführung in die Physik*. Bd. 2: Elektrizitätslehre und Optik. 23. Springer-Verlag Berlin Heidelberg, 2010. – 191–194 S.
- [45] ROSELL, J. ; CASAÑAS, R. ; SCHARFETTER, H.: Sensitivity maps and system requirements for magnetic induction tomography using a planar gradiometer. In: *Physiological Measurement* 22 (2001), S. 121–130
- [46] BECKER, W.: Zur Signalerfassung bei induktiven Sensoren. In: *Tagungsband Meßcomb*. Wiesbaden, 1996, S. 38–44
- [47] FISCHER, H.: Moderne Verfahren zur zerstörungsfreien Schichtdickenmessung. In: *Metalloberfläche* 36 (1982), S. 231–238
- [48] FISCHER, K.: Schweißverbindungen zerstörungsfrei geprüft. In: *Praktiker* 8

- (1988), S. 378–380
- [49] LAI, Y.: *Eddy Current Displacement Sensor with LTCC Technology*. Freiburg, Albert-Ludwigs Universität Freiburg, Dissertation, 2005
- [50] AUFRICHT, G. ; BALAS, G. ; KONRAD, W. ; NUSSMÜLLER, E.: Zerstörungsfreie Prüfung. In: *WIFI Österreich*. Wien, 1996
- [51] SANDLER, D. ; AHN, C.: On-chip eddy current sensor for proximity sensing and crack detection. In: *Sensors and Actuators A91*, 2001, S. 340–345
- [52] LATTER, T.: A Guide to the Different Methods of Coating Thickness Measurements. In: *British Journal of NDT 31* 7 (1989), S. 372–378
- [53] MATHIALAKAN, T. ; KARTHIK, V. ; JAYAKUMAR, P. ; THYAGARAJAN, R.: The Depth Limits of Eddy Current Testing for Defects: A Computational Investigation and Smooth-Shaped Defect Synthesis from Finite Element Optimization. In: *SAE International Journal of Materials and Manufacturing* 8 (2015), S. 450–457
- [54] JAHNEL, W.: *Untersuchungen zur Wirbelstromprüfung von Metallischen Schutzschichten*. Dortmund, Universität Dortmund, Dissertation, 1996
- [55] ENGELBERT, T.: *Geschwindigkeitsmessung von Schienenfahrzeugen mit Wirbelstrom - Sensoren*. VDI Verlag, 2001
- [56] HENSEL, S.: Eddy current sensor based velocity and distance estimation in rail vehicles. In: *Science, Measurement & Technology, IET* 9 (2015), S. 875–881
- [57] HEUER, H.: Review on quality assurance along the CFRP value chain. In: *Composites Part B: Engineering, Non-destructive testing of fabrics, preforms and CFRP by HF radio wave techniques* 77 (2015), S. 494–501
- [58] KG, Institiut Dr. Foerster GmbH & C.: 100 2010. – Forschungsbericht
- [59] SYSTEM, Rotomac BQ T.: Detection of long cracks in hot wire rod during rolling / Magnetic Analysis Corporation. New York, 2007. – Forschungsbericht
- [60] RÖPER, F.: *Abstandskompensierte Wirbelstrommessung von Foliendicke, Leitfähigkeit und Temperatur*. Düsseldorf, Universität Düsseldorf, Dissertation, 1999
- [61] MANSOR, M. ; ZAKARIA, Z. ; BALKHIS, I. ; RAHIM, R. ; SAHIB, M. ; YUNOS, Y. ; SAHLAN, S. ; BUNYAMIN, S. ; ABAS, K. ; ISHAK, M. ; DANAPALASINGAM, K.: Magnetic Induction Tomography: A Brief Review. In: *Jurnal Teknologi* 73 (2015), Nr. 3, S. 91–95

- [62] GORDON, R. ; ANNUS, P.: Modeling the dynamics of lung tissue with pulsating blood-flow in pulmonary arteries for bioimpedance simulation. In: *Lecture Notes on Impedance Spectroscopy* 5 (2015), S. 21–25
- [63] SCHARFETTER, H. ; LACKNER, H. ; ROSELL, J.: Magnetic induction tomography: hardware for multi-frequency measurements in biological tissues. In: *Physiological Measurement* 22 (2001), S. 131
- [64] MERWA, R. ; HOLLAUS, K. ; BIRÓ, O. ; SCHARFETTER, H.: Detection of brain oedema using magnetic induction tomography: a feasibility study of the likely sensitivity and detectability. In: *Physiological Measurement* 25 (2004), Nr. 1, S. 347
- [65] SCHLEBUSCH, T. ; LEONHARDT, S.: Effect of electrode arrangements on bladder volume estimation by electrical impedance tomography. In: *Journal of Physics: Conference Series* Bd. 434, 2013
- [66] GUERMAZI, M. ; KANOUN, O.: Feature Extraction for Meat Characterization. In: *International Workshop on Impedance Spectroscopy*. TU Chemnitz, 2013
- [67] ULBRICH, M. ; CZAPLIK, M. ; POHL, A. ; ZINK, M. ; LEONHARDT, S.: Estimation of Blood Alcohol Content with Bioimpedance Spectroscopy. In: *Lecture Notes on Impedance Spectroscopy* 5 (2015), S. 27–35
- [68] PEYTON, A. ; YU, Z. ; LYON, G. ; AL-ZEIBAK, S. ; FERREIRA, J. ; VELEZ, J. ; LINHARES, F. ; BORGES, A. ; XIONG, H. ; SAUNDERS, N. ; BECK, M.: An overview of electromagnetic inductance tomography: description of three different systems. In: *Measurement Science and Technology* 7 (1996), S. 261
- [69] WEI, H. ; SOLEIMANI, M.: A magnetic induction tomography system for prospective industrial processing applications. In: *Chinese Journal of Chemical Engineering*, 20 (2012), S. 406–410
- [70] MA, L. ; HUNT, A. ; SOLEIMANI, M.: Experimental evaluation of conductive flow imaging using magnetic induction tomography. In: *International Journal of Multiphase Flow* 72 (2015), S. 198–209
- [71] DARRER, B. ; WATSON, J. ; BARTLETT, P. ; RENZONI, F.: Toward an Automated Setup for Magnetic Induction Tomography. In: *IEEE Transactions on Magnetics* 51 (2015), S. 1–4
- [72] STAWICKI, K. ; GRATKOWSKI, S. ; KOMOROWSKI, M. ; PIETRUSEWICZ, T.: A New Transducer for Magnetic Induction Tomography. In: *Transactions on Magnetics* 45 (2009), S. 1832–1835

- [73] FELDKAMP, J. R. ; SULLIVAN, S.J.: *Single Coil Magnetic Induction Tomographic Imaging*. Washington, DC, Aug. 2015
- [74] ZIOLKOWSKI, M. ; GRATKOWSKI, S.: Weighted sum method and genetic algorithm based multiobjective optimization of an exciter for magnetic induction tomography. In: *Theoretical Engineering. XV International Symposium on. VDE 9* (2009), S. 1–5
- [75] MERWA, R. ; HOLLAUS, K. ; SCHARFETTER, H.: Magnetische Induktions-Tomographie: Messprinzip und Lösung des Vorwärtsproblems für die Datenrekonstruktion. In: *Biomedical Engineering* 48 (2009), Nr. 1, S. 332–333
- [76] HINTERMÜLLER, M. ; LAURAIN, A. ; YOUSEPT, I.: Shape sensitivities for an inverse problem in magnetic induction tomography based on the eddy current model. In: *Inverse Problems* 31 (2015), Nr. 6, S. 065006
- [77] LEPAGE, B.: *Abgeschirmte Wirbelstromspulen und Verfahren zum Ausbilden derselben auf Leiterplatten*. <http://www.google.com/patents/DE102011104296A1?cl=de>. Version: Aug. 2012. – DE Patent App. DE201,110,104,296
- [78] SOLEIMANI, M. ; TAMBURRINO, A.: Shape reconstruction in magnetic induction tomography using multifrequency data. In: *Int. J. Inf. Syst. Sci* 2 (2006), S. 343–353
- [79] YU, Z. ; PEYTON, A. ; XU, L. ; BECK, M.: Electromagnetic inductance tomography (EMT): sensor, electronics and image reconstruction algorithm for a system with a rotatable parallel excitation field. In: *IEE Proceedings-Science, Measurement and Technology* 145 (1998), S. 20–25
- [80] PATZ, R. ; WATSON, S. ; KTISTIS, C. ; A. PEYTON, M. H.: Performance of a FPGA-based Direct Digitising Signal Measurement module for MIT. In: *Journal of Physics: Conference Series* 224 (2010), S. 1–4
- [81] AL-ZEIBAK, S. ; SAUNDERS, N.: A feasibility study of in vivo electromagnetic imaging. In: *Physics in Medicine and Biology* 38 (1993), S. 151
- [82] PEYTON, A. ; YU, Z. ; AL-ZEIBAK, S. ; A. BORGES, N. S.: Electromagnetic imaging using mutual inductance tomography: potential for process applications. In: *Particle and Particle Systems Characterization* 12 (1995), S. 68–74
- [83] GOSS, D. ; MACKIN, R. ; CRESCENCO, E. ; TAPP, H. ; PEYTON, A.: Development of electromagnetic inductance tomography (EMT) hardware for determining human body composition. In: *Proc. 3rd World Congress on Industrial Process*

- Tomography* (2003), S. 377–383
- [84] LIU, R. ; Y. LI, F. Y. ; SHI, X. ; FU, F. ; DONG, X.: Preliminary Imaging Results of Magnetic Induction Tomography Based on Physical Phantom. In: *Engineering in Medicine and Biology Society - 30th Annual International Conference of the IEEE*, 2008, S. 4559–4562
- [85] WEI, H. ; MA, L. ; SOLEIMANI, M.: Volumetric magnetic induction tomography. In: *Measurement Science and Technology* 23 (2012)
- [86] DARRER, B. ; WATSON, J. ; BARTLETT, P. ; RENZONI, F.: Magnetic Imaging through Metallic Enclosures. In: *International Symposium on Process Tomography* (2015)
- [87] DEKDOUK, B. ; KTISTIS, C. ; ARMITAGE, D. ; PEYTON, A.: Absolute Imaging of Low Conductivity Material Distributions Using Nonlinear Reconstruction Methods in Magnetic Induction Tomography. In: *Progress In Electromagnetics Research* 155 (2016), S. 1–18
- [88] LU, M. ; BANASIAK, R. ; SOLEIMANI, M.: Magnetic Induction Tomography with High Performance Gpu Implementation. In: *Progress In Electromagnetics Research* 65 (2016), S. 49–63
- [89] YIN, W. ; XU, K.: A Novel Triple-Coil Electromagnetic Sensor for Thickness Measurement Immune to Lift-Off Variations. In: *IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement* (2015)
- [90] CORDES, A. ; STEFFEN, M. ; LEONHARDT, S.: Bestimmung der komplexen elektrischen Leitfähigkeit biologischen Gewebes mittels kontaktloser Magnetimpedanzmessung. In: *Biomed. Tech.* (2010), S. 89–99
- [91] TARJAN, P. ; MCFEE, R.: Electrodeless measurements of the effective resistivity of the human torso and head by magnetic induction. In: *IEEE Transactions on Biomedical Engineering* 4 (1968), S. 266–278
- [92] NETZ, J. ; FORNER, E. ; HAAGEMANN, S.: Contactless impedance measurement by magnetic induction-a possible method for investigation of brain impedance. In: *Physiological Measurement* 14 (1993), S. 463
- [93] ÜLKER, B. ; GENCER, N.: Implementation of a data acquisition system for contactless conductivity imaging. In: *Engineering in Medicine and Biology Magazine* 21 (2002), S. 152–155

- [94] FAGALY, R.: The Commercialization of SQUIDS. In: *IEEE Transactions on Applied Superconductivity* 25 (2015), June, Nr. 3
- [95] LI, H.: Baseline optimization of SQUID gradiometer for magnetocardiography. In: *Chin. Phys. B* 24 (2015), July
- [96] COLE, K. ; COLE, R.: Dispersion and absorption in dielectrics: I. Alternating current characteristics. In: *Journal of Chemical Physics* 4 (1941), S. 341–351
- [97] GABRIEL, S. ; LAU, R.: The dielectric properties of biological tissues: II. Measurements in the frequency range 10 Hz to 20 GHz. In: *Physics in Medicine and Biology* 41 (1996), S. 2251–2269
- [98] GOOD, R.: Elliptic integrals, the forgotten functions. In: *European Journal of Physics* 22 (2001), S. 119–126
- [99] HEIDARY, M. ; RÜTER, D. ; HIMMEL, J. ; KANOUN, O.: Induktionsfelder mit vorteilhaften Topologien in der Magnetischen-Induktions-Tomographie. In: *Technisches Messen* 80 (2013), Nr. 4, S. 364–372
- [100] ROSELL, J. ; H. SCHARFETTER, R. C.: Sensitivity maps and system requirements for magnetic induction tomography using a planar gradiometer. In: *Physiological Measurement* 22 (2001), S. 121–130
- [101] HEIDARY, M. ; HIMMEL, J. ; KANOUN, O.: Verfahren zum Abgleich von Gradiometern für medizinische Anwendungen. In: *Technisches Messen - accepted paper* (2016)
- [102] HEIDARY, M.: *Berechnung und Überprüfung der Feldverteilung eines Wirbelstromsensors*. Koblenz, Fachhochschule Koblenz, Diplomarbeit, 2009
- [103] HEIDARY, M. ; KANOUN, O. ; HIMMEL, J.: Finite Element Simulation to improve the sensitivity of a MIT. In: *Multiconference on Systems, Signals and Devices*. Tunisia, March 2015
- [104] *Comsol Multiphysics*. : *Comsol Multiphysics*, www.comsol.de
- [105] STAWICKI, K. ; GRATKOWSKI, S. ; KOMOROWSKI, M. ; PIETRUSEWICZ, T.: A New Transducer for Magnetic Induction Tomography. In: *IEEE Transactions on Magnetics* 45 (2009), March, S. 1832–1835
- [106] FELDMANN, K. ; SCHÖPPNER, V. ; SPUR, G.: *Fügen, Handhaben, Montieren*. Carl Hanser Verlag, München, 2014
- [107] WOLF, K.: *Verbesserte Prozessführung und Prozessplanung zur Leistungs- und*

- Qualitätssteigerung beim Spulenwickeln. In: *Proceedings: Electrical Insulation Conference and Electrical Manufacturing & Coil Winding Conference*, 1997
- [108] MEEKER, D.: An improved continuum skin and proximity effect model for hexagonally packed wires. In: *Journal of Computational and Applied Mathematics* 236 (2012), S. 4635–4644
- [109] 4.3, COMSOL: *AC/DC Module User's Guide*, 2012
- [110] KUHL, D. ; MESCHKE, G.: *Grundlagen der Finite Elemente Methode*. Lehrstuhl für Statik und Dynamik, Ruhr-Universität Bochum, Bochum, 2000
- [111] 3.5A, COMSOL: *COMSOL Multiphysics User's Guide*, 2008
- [112] HENDRICKS, C.: *Finite Elemente Analyse eines Spulenarrays*. Remagen, Fachhochschule Koblenz (Rheinahrampus), Bachelorarbeit, 2010
- [113] HEIDARY, M. ; RUETER, D. ; HIMMEL, J. ; KANOUN, O.: Magnetfelder mit verbesserten räumlichen Vorzugsrichtungen für induktive Impedanzmessung. In: *ITG Fachtagung*. Nürnberg, 2012
- [114] HEIDARY, M. ; RÜBESAM, M. ; RÜTER, D. ; HIMMEL, J. ; KANOUN, O.: Non destructive testing for cracks in perforated sheet metals. In: *Transactions on Systems, Signals & Devices* (2012), S. 401 – 412
- [115] HEIDARY, M. ; RÜTER, D. ; HIMMEL, J. ; KANOUN, O.: Non Destructive Testing for cracks in perforated sheet metals. In: *IEEE International Multi-Conf. on Systems, Signals and Devices*. Tunisia, 2011
- [116] KUNII, H. ; KINOCHI, Y.: Parameter estimation of lumped element circuit for tissue impedance. In: *Engineering in Medicine and Biology Society Bd. 6, Proceedings of the 20th Annual International Conference of the IEEE*, 1998, S. 3108–3111
- [117] HEIDARY, M. ; SEHESTEDT, C. ; RUETER, D. ; HIMMEL, J. ; KANOUN, O.: Diagnosing Structural Changes in Biological Tissue using Inductive Impedance Spectroscopy. In: *International Workshop on Impedance Spectroscopy*. TU Chemnitz, Sept. 2011
- [118] SEHESTEDT, C. ; HIMMEL, J. ; DASTJERDI, M. H. ; DIRSCH, O. ; DAHMEN, U.: Einsatz elektrischer Messverfahren zur Klassifizierung steatotischer Spenderlebern. In: *IEEE Workshop Medizinische Messsysteme*. HRW Mülheim an der Ruhr, Apr. 2013

-
- [119] HEIDARY, M. ; SEHESTEDT, C. ; WEIDENMÜLLER, J. ; KNOPE, C. ; HIMMEL, J. ; KANOUN, O.: Tissue Diagnostics using inductive impedance spectroscopy. In: *International Workshop on Impedance Spectroscopy*. TU Chemnitz, Sept. 2010
- [120] OPPENHEIM, A. V. ; SCHAFER, R. W. ; SERIES, Prentice Hall Signal P. (Hrsg.): *Discrete-Time Signal Processing*. 3. Instock : Pearson, 2010

Abbildungsverzeichnis

1.1	Schnittdarstellung einer Prüfspulenanordnungen für Wirbelstromanwendungen nach DIN 54140, a) Außendurchlaufspule, b) Innendurchlaufspule, c) Tastspule, d) Transmissions-Tastspule [13]	20
1.2	Struktur der Arbeit	24
2.1	Tomographische Spulenanordnung	29
2.2	Gradiometrische Spulenanordnung	31
2.3	Transmissions-Spulenanordnung bestehend aus einer Senderspule L_1 und einer Empfängerspule L_2 . L_1 und L_2 sind planparallel angeordnet. Im Raum zwischen L_1 und L_2 befindet sich am Ort \vec{r}_3 eine isotrope magnetische Kugel infinitesimaler Größe mit dem Radius R und einer relativen Permeabilität μ_r	33
4.1	stromdurchflossene Leiterschleife in xy-Ebene [98]	48
4.2	Schematische Darstellung der Sender- (links) und Empfängerspulen (rechts) für die analytische Modellierung in <i>MATLAB</i> ®	52
4.3	Empfindlichkeitsverteilung: Anordnung a) <i>Modell I</i> , Anordnung b) <i>Modell III</i> mit $I_{S2} = -0.1171$ A und $r_{S2} = 3 \cdot r_{S1}$	54
4.4	Empfindlichkeitsverteilung entlang Nulllinie ($r=0$), Ordinate entspricht Empfindlichkeit, Abszisse entspricht $z - Position$: Anordnung a) Modell I b) Modell II mit $I_{S2} = -0.1171$ und $r_{S2} = 3 \cdot r_{S1}$	54
4.5	Gradiometrische Spulenanordnung a) mit einer Senderspule, b) mit zwei Senderspule	55
4.6	Schematische Darstellung der Sender- (rot) und Empfängerspulen (blau) sowie der Abstände zwischen den Spulen für die analytische Modellierung in <i>MATLAB</i> ®	56
4.7	Ableich eines Gradiometers bei horizontaler Verschiebung der Spulen. Abszisse: Verhältnis der Ströme I_{S1} und I_{S2} Ordinate: Verhältnis der Abstände d_2 zu d_4 gemäß Abbildung 4.6	57

4.8	Abgleich eines Gradiometers bei horizontaler Verschiebung der Spulen an den Grenzen der Fertigungstoleranzen. Abszisse: Verhältnis der Ströme I_{S1} und I_{S2} Ordinate: Verhältnis der Abstände d_2 zu d_4 gemäß Abbildung 4.6	58
5.1	Geometrischer Aufbau der Transmissions - Tastspulen. a) rechteckiger Spulenquerschnitt 0.1 mm x 0.1 mm [106], b) Senderspule modelliert als Hohlzylinder	61
5.2	Schlechte Elementqualität (1) und gute Elementqualität (2)	64
5.3	Bestimmung der Mindestabstände, die zwei kugelförmige Prüfkörper haben müssen, um sie noch unterscheiden zu können.	65
5.4	Modellierung der beiden Senderspulen $S1$ und $S2$	66
5.5	Transmissions-Spulenordnung bestehend aus zwei Senderspule S_1 und S_2 , die als Hohlzylinder konzentrisch angeordnet sind. Gegenüberliegen befinden sich, als Ringleiter modelliert, die Empfängerspulen. Die Spulenordnung befindet sich in einem Zylinder aus Luft. Dieser Zylinder wiederum befindet sich in einer ebenfalls mit Luft definierte Kugel. Diese Anordnung dient der Netzqualität.	67
5.6	Geometrische Modellierung tomographischer Systeme mit Transmissions - Tastspulen	67
5.7	Transmissions-Spulenordnung bestehend aus zwei Senderspule S_1 und S_2 sowie gegenüberliegend den Empfängerspulen. Im Raum zwischen Sende- und Empfängerspulen befindet sich ein kugelförmiger Prüfkörper. Der Radius und die Position im Raum sind parametrisiert. Die Punkte im Raum kennzeichnen die verschiedenen Prüfkörperpositionen.	68
5.8	Transmissions-Spulenordnung bestehend aus zwei Senderspulen J_ϕ und zwei Empfangsspulen J_ψ . Im 3-dimensionalen Raum zwischen J_ϕ und J_ψ befindet sich ein isotroper kugelförmiger Prüfkörper Ω_W Radius r_{sp} , einer relativen Permeabilität $\mu_r > \mu_0$, einer elektrischen Leitfähigkeit $\sigma > 0$ und einer relativen Permittivität $\varepsilon_r > \varepsilon_0$. Die Position der Kugel wird in alle drei Raumrichtungen variiert. Umgeben ist das Modell von einer nicht leitenden Region Ω_N mit $\sigma=0$, $\mu_r=\mu_0$ und $\varepsilon_r=\varepsilon_0$	69
5.9	Magnetische Flussdichte. Vergleich zwischen einer tomographischen Spulenordnungen mit einem Sender (obere Abbildung) und zwei Sendern (untere Abbildung)	70

5.10	Empfindlichkeitsverteilung einer tomographischen Spulenanordnung mit einer Senderspule. Abbildung links: Empfindlichkeitsverteilung in 2 D im Messvolumen zwischen Sender- und Empfängerspulen, Abbildung rechts: Empfindlichkeitsverteilung in 3D innerhalb des Messvolumens	71
5.11	Empfindlichkeitsverteilung einer tomographischen Spulenanordnung mit zwei Senderspulen. Abbildung links: Empfindlichkeitsverteilung in 2 D im Messvolumen zwischen Sender- und Empfängerspulen, Abbildung rechts: Empfindlichkeitsverteilung in 3D innerhalb des Messvolumens	71
5.12	Magnetische Flussdichte in der Nähe der zwei Empfängerspulen. Vergleich der Spulenanordnungen mit zwei Senderspulen mit und ohne Anwesenheit des Prüfkörpers	72
5.13	Vernetzung des Gradiometermodells mit 712193 Elementen	73
5.14	Funktionaler Zusammenhang zwischen detektierbarem Mindestradius r_{min} und gegebenem Abstand l vom Gradiometer bis zum Probekörper.	74
6.1	Skizze des Messaufbaus zur Untersuchung unterschiedlicher Spulengeometrien. (1) unterschiedliche Spulenanordnungen, (2) Stromversorgung der Senderspulen und Messsignalverstärkung, (3) Signalverarbeitung und Filterung sowie Übertragung der Daten an PC, (4) Signalerzeugung, (5) Signalprüfung, (6) Schrittmotoren (x,y,z), (7) Probekörper geführt auf POM-Stab	77
6.2	Messaufbau zur Bestimmung der Mindestabstände d_x und d_z zwischen zwei kugelförmigen Prüfkörpern, um diese noch voneinander unterscheiden zu können.	78
6.3	tomographische Spulenanordnung für experimentelle Untersuchungen . .	78
6.4	Gradiometrische Spulenanordnung für experimentelle Untersuchungen. links: technische Zeichnung SolidWorks, rechts: Spulen für experimentelle Untersuchungen	80
6.5	Messaufbau - Gradiometer	81
6.6	Ergebnisse der experimentellen Untersuchungen gemäß Abb. 6.5 a) und c) verstimmtes Gradiometer, b) und d) abgeglichenes Gradiometer, Ordinate: Schrittmotorstellung in Y-Richtung, Abszisse: Schrittmotorstellung in Z-Richtung	82

6.7	Ergebnisse der experimentellen Untersuchungen gemäß Abb. 6.5 a) Amplitude in V und c) Phasenverschiebung in ° eines verstimmten Gradiometers, b) Amplitude in V und d) Phasenverschiebung in ° eines abgeglichenen Gradiometers, Ordinate: Schrittmotorstellung in Y-Richtung, Abszisse: Schrittmotorstellung in Z-Richtung, z-Achse: Schrittmotorstellung in X-Richtung	83
6.8	Messergebnis. Funktionaler Zusammenhang zwischen dem Mindestradius r_{min} , den ein Probekörper haben muss um noch detektiert zu werden, bei gegebenem Abstand l zwischen Gradiometer und Probekörper. Die Werte sind dabei relativ zum Spulenradius r_s der Gradiometerspulen berechnet	84
7.1	Vergleich - Magnetfelder in Comsol® (links) und quasianalytische Modellierung in Matlab® (rechts)	85
7.2	Vergleich - Faktor k_{CM} zwischen den Magnetfeldverteilungen in Comsol® und Matlab®	86
7.3	Differenz der Magnetfelder zwischen Comsol® und Matlab® bei einem Sendestrom von 1 A	87
7.4	Differenz der Magnetfeldverteilung zwischen Comsol® und Matlab® mit einem Sendestrom von 0,6 A (A), 0,8 A (B), 1,2 A (C) und 1,4 A (D)	87
7.5	Untersuchungen an Gradiometern. Vergleich zwischen gemessenen Signalen und Ergebnissen aus geometrischen Modellierungen. (*) - gemessene Signale (·) - Simulationsergebnisse	88
7.6	Finite Elemente Analyse des Systems (simuliert in Comsol Multiphysics) a) Modellierung des Spulenarrays, b) alternierend gepolte Bestromung der Senderspulen (Aufsicht auf das Senderarray)	92
7.7	Finite Elemente Analyse des Systems a) Schachbrettartige Magnetisierung vor dem Prüfkörper (Würfel in der Mitte), b) Veränderung der Magnetisierung hinter dem Prüfkörper in größerer Entfernung im Raum (deutlicher Schatten im Mittelpunkt)	92
7.8	Gradiometer aus Experimenten. a) Gradiometer mit einem Sender, b) Gradiometer mit zwei Sendern	93
8.1	Mobiler Versuchsaufbau für unterschiedliche Applikationen. a) Risserkennung in Lochblechen (Kapitel 8.2), b) Tumorerkennung menschlicher Leber (Kapitel 8.3), c) Leberfetterkennung an Rattenlebern (Kapitel 8.4)	96
8.2	Mobiler Versuchsaufbau - schematischer Signalverlauf	97

8.3	Tiefziehprozess in Kaltwalzwerken	99
8.4	Position des Risses am Lochblech	100
8.5	Unterschiedliche Metallverarbeitungsfehler von Materialverjüngung bis zu Riss (10,5-fach vergrößert)	101
8.6	Mechanische Vorrichtung zur Halterung der Lochbleche und Drehung in definierten Schritten, integrierte Elektronik, Messsystem zur induktiven Impedanzmessung (4 Gradiometer)	101
8.7	Messergebnisse der vermessenen Materialfehler aus Abbildung 8.5	102
8.8	Messplatz zur Untersuchung von Leberresektaten	103
8.9	Leberresektate mit Tumoren durchsetzt	104
8.10	Phasensprung zwischen Sender- und Empfangssignal bei Auflegen eines Gradiometers auf gesundes Lebergewebe (grüner Pfeil) und tumoröses Lebergewebe (roter Pfeil).	104
8.11	Messaufbau zur Bestimmung des Steatosegrades von Rattenlebern	105
8.12	Messeffekt bei unterschiedlichen Steatosegraden von Rattenlebern	106
A.1	Benutzeroberfläche (GUI) in <i>MATLAB</i> ®	110
A.2	Schaltplan der Konstantstromquelle zur Erregung der Senderspulen	113
A.3	Konstantstromquelle zur Erregung der Senderspulen - Kühlsystem	114
A.4	Genauigkeit des Goertzel-Filter	116

Tabellenverzeichnis

5.1	Randbedingungen	69
6.1	Verwendete Spulenparameter für experimentellen Aufbau	79
6.2	Vergleich tomographischer Messsysteme mit einem und zwei Senderspulen	79
6.3	Verwendete Spulenparameter für Versuchsaufbau	80
6.4	Verwendete Abstände d zwischen Spulen des Gradiometers für Versuchsaufbau	81
7.1	Vergleich der Magnetfeldberechnungen aus Comsol [®] und Matlab [®]	86
7.2	Vergleich tomographischer Spulenarrangements mit einer Senderspule . .	89
7.3	Vergleich tomographischer Spulenarrangements mit zwei Senderspulen . .	89
7.4	wesentliche Unterschiede zwischen geometrischer Modellierung und quasioanalytischer Berechnung	90
7.5	Vergleich tomographischer Messsysteme mit einer (Stand der Technik) und zwei Senderspulen	91
7.6	Vergleich zwischen Aufbauten mit Gradiometer - Tastspulen und Transmissions - Tastspulen	94
8.1	Geometrische Risseigenschaften sowie Messergebnisse der Phase für unterschiedliche Materialfehler in 7 unterschiedlichen Lochblechen aus Abbildung 8.5	102
8.2	Zusammenhang zwischen Fettgehalt und elektrischer Leitfähigkeit	106
A.1	Simulationsergebnisse. Detektierbarer Mindestradius r_{min} bei gegebenem Abstand l zwischen Gradiometer und Probekörper. In Klammern sind die Ergebnisse relativ zum Radius der Spulen dargestellt.	111
A.2	Messergebnisse. Detektierbarer Mindestradius r_{min} bei gegebenem Abstand l zwischen Gradiometer und Probekörper. In Klammern sind die Ergebnisse relativ zum Radius der Spulen dargestellt.	112

Thesen

1. Mit der in dieser Arbeit entwickelten Methodik ist eine realitätsnahe vergleichende Untersuchung zwischen einem tomographischen System mittels Transmissions - Tastspulen und einem kompensierten System mittels Gradiometer - Tastspulen, zur Erfassung der elektrischen Eigenschaften von Prüfkörpern, realisiert worden. Die technischen Eigenschaften beider Systeme sind gegenüber dem Stand der Technik verbessert. Als Ergebnis steht eine Spezifikation dieser beiden Systeme zur Verfügung, die es ermöglicht, die passende Anordnung für eine jeweilige Anwendung zu erhalten.
2. Bei Verwendung eines neuen Bestromungsmusters und geeigneten Spulengeometrien, ist es ermöglicht eine bessere Signatur beziehungsweise Lokalisierung von Prüfkörpern innerhalb des Raumes zwischen Sender- und Empfängerspulen zu erzielen. So ist eine einfachere und robustere Signalverarbeitung zur Bildrekonstruktion im Rechner ermöglicht.
3. Durch das in dieser Dissertation realisierte tomographische induktive Messsystem wird die Reichweite der Felder im Raum begrenzt, jedoch ist es möglich das Messsystem durch Variation der Spulenparameter an praktischen Gegebenheiten anzupassen. Beispielsweise gelten bei einem Personenscreening andere Anforderungen als in der medizinischen Diagnostik.
4. Ein Konzept zur Erweiterung des tomographischen Systems von 1D zu 2D ist vorgestellt. Ein geeignetes Bestromungsmuster ist örtlich abwechselnd um 180 Grad phasenverschoben. Dies führt zu einem schachbrettartigen Muster der magnetischen Flussdichte. Diese Topologie pflanzt sich im Raum senkrecht zur Spulenebene fort und verformt sich dabei nur unwesentlich. Durch Einbringung eines Prüfkörpers in den Raum werden die örtlichen Flussdichten des Feldes verändert. In größerer Entfernung im Raum zum Prüfkörper zeigt das Muster der Magnetisierung im Aufpunkt des Prüfkörpers eine Abschwächung. Die Feldintensität nimmt hier erheblich ab und der Prüfkörper kann lokalisiert werden. Die Position des Prüfkörpers muss somit nicht aufwendig berechnet werden, sondern ist sehr kontraststark in den Messsignalen enthalten.
5. Die Sensitivität eines Gradiometers hängt stark vom Abgleich des Gradiometers ab. In dieser Dissertation wurde eine neuartige Methode vorgestellt, die geometrische

Verstimmung eines Gradiometers, durch Einbringen einer zusätzlichen Senderspule, elektrisch einstellbar zu machen bzw. zu eliminieren und das Gradiometer somit in einen definierten Grundzustand zu bringen. Es ist es möglich individuell abgleichbare Gradiometer aufzubauen und damit reproduzierbare Eigenschaften zu gewährleisten. Im Ergebnis können beliebig viele Gradiometer mit gleichen, vorbestimmten physikalischen Eigenschaften hergestellt werden.

6. Der Fettgehalt des Spenderorgans ist ein wichtiger Parameter für die Transplantation einer humanen Leber. Seine zeitnahe Bestimmung unter Transplantationsbedingungen (Tx) basiert aus Zeitgründen fast ausschließlich auf der Beurteilung der Farbe, morphologischer und palpatorischer Merkmale des Organs. In der Praxis kommt es dabei zu großen Abweichungen vom pathologisch oder auch biochemisch bestimmten Messwert. Es kommt zur Fehlallokation von ungeeigneten Organen oder auch zum Verwerfen grundsätzlich geeigneter Spenderorgane. Eine einfache und schnelle unter Tx-Bedingungen anwendbare Messtechnik zur Bestimmung der Organqualität anhand der in dieser Dissertation vorgestellten Gradiometer - Tastspulen führt daher zu mehr Sicherheit.
7. Tumore haben eine etwa 4-fach größere Leitfähigkeit als gesundes Gewebe des gleichen Organs. Mit dem vorgestellten induktiven Systems wird anhand Gradiometer - Tastspulen innerhalb klinischen Untersuchungen gezeigt wie Leitfähigkeitsunterschiede im Bereich von wenigen Zehntel mS/cm detektiert werden können und somit tumoröses Gewebe zuverlässig von gesundem Gewebe unterschieden werden kann.
8. Anhand der analytischen Beschreibungen, die in dieser Dissertation vorgestellt wurden, ist es möglich geeignete geometrische und elektrische Parameter für unterschiedlichste Anwendungsgebiete wenig rechenintensiv zu berechnen. Damit ist auf eine rechenintensivere numerische Berechnungen anhand Finiten-Elemente-Analysen verzichtbar.

Name: Maral Heidary Dastjerdi

Geburtsdaten: 25.03.1982 in Teheran/Iran

Promotion

03/2010 - 06/2016: Technische Universität Chemnitz, Fakultät für Elektrotechnik und Informationstechnik, Professur für Mess- und Sensortechnik
Abschluss: Doktor-Ingenieur

Studium

10/2008 - 12/2009: Aufbaustudium Applied Physics am
RheinAhrCampus Remagen der Hochschule Koblenz
Abschluss: Master of Science

Studium

10/2004 - 07/2008: Diplomstudium Medizintechnik / Sportmedizinische Technik am
RheinAhrCampus Remagen der Hochschule Koblenz
Abschluss: Diplom-Ingenieur (FH)

Studien- und promotionsbegleitende Tätigkeiten

01/2010 - 12/2015: Wissenschaftliche Mitarbeiterin an der Hochschule RuhrWest,
Mülheim a.d.R., Institut Mess- und Sensortechnik
05/2009 - 12/2009: Wissenschaftliche Mitarbeiterin am RheinAhrCampus, Remagen
Labor für Sensortechnik und optische Messtechnik
06/2008 - 05/2009: Wissenschaftliche Hilfskraft am RheinAhrCampus, Remagen
Labor für Sensortechnik und optische Messtechnik
01/2007 - 06/2008: Studentische Hilfskraft am RheinAhrCampus, Remagen
Labor für Sensortechnik und optische Messtechnik
01/2006 - 12/2006: Studentische Hilfskraft am RheinAhrCampus, Remagen
Labor für Bildverarbeitung

Auszeichnungen

03/2015 Best Paper Award
M. Heidary, O. Kanoun and J. Himmel: Finite Element Simulation to improve the sensitivity of a MIT. In: *Multiconference on Systems, Signals and Devices*, Tunisia

Schulbildung

08/2000 - 03/2004: Wirtschaft-Wissenschaftliches Gymnasium Saarbrücken
Abschluss: Allgemeine Hochschulreife (Zusatz: großes Latinum)

Veröffentlichungsliste

- M. Heidary, J. Himmel and O. Kanoun: Verfahren zum Abgleich von Gradiometern für medizinische Anwendungen. In: *Technisches Messen* 83 (2016), Nr. 5, S.247–256
- M. Heidary, J. Himmel and O. Kanoun: Einsatz von Gradiometern in der medizinischen Messtechnik. In: *IEEE Workshop Medizinische Messsysteme*. HRW, Mülheim an der Ruhr, Apr. 2015
- M. Heidary, O. Kanoun and J. Himmel: Finite Element Simulation to improve the sensitivity of a MIT. In: *Multiconference on Systems, Signals and Devices*, (Best Paper Award) Tunisia, March 2015
- M. Heidary, D. Rüter, J. Himmel and O. Kanoun: Induktionsfelder mit vorteilhaften Topologien in der Magnetischen-Induktions-Tomographie. In: *Technisches Messen* 80 (2013), Nr. 4, S.364–372
- M. Heidary, D. Rüter, J. Himmel and O. Kanoun: Induktive Bioimpedanzmessung – Verbesserte örtliche Auflösung durch geeignete Spulengeometrien, *IEEE Workshop Medizinische Messsysteme*. HRW, Mülheim an der Ruhr, Apr. 2013
- C. Sehestedt, J. Himmel, M. Heidary, O. Dirsch and U. Dahmen: Einsatz elektrischer Messverfahren zur Klassifizierung steatotischer Spenderlebern. In: *IEEE Workshop Medizinische Messsysteme*. Hochschule Ruhr West, Apr. 2013
- M. Heidary, D. Rüter, J. Himmel and O. Kanoun: Non destructive testing for cracks in perforated sheet metals. In: *Transactions on Systems, Signals and Devices* Vol. 7, No. 4, S.1–14, Nov. 2012
- M. Heidary, O. Kanoun, D. Rüter, K. Thelen, J. Weidenmüller and J. Himmel: Magnetic Field Topologies for Fast Impedance Mapping of Biological Tissue. In: *International Workshop on Impedance Spectroscopy (IEEE)*, TU Chemnitz, Sep. 2012
- M. Heidary, D. Rüter, J. Himmel and O. Kanoun: Magnetfelder mit verbesserten räumlichen Vorzugsrichtungen für induktive Impedanzmessung. In: *ITG Fachtagung Sensoren und Messsysteme*, Nürnberg, May 2012

- M. Heidary, C. Sehestedt, D. Rüter, C. Knopf, J. Himmel and O. Kanoun: Diagnoses of Structural Changes in Biological Tissue using Inductive Impedance Spectroscopy. In: *International Workshop on Impedance Measurement (IEEE)*, TU Chemnitz, Oct. 2011
- J. Weidenmüller, M. Heidary Dastjerdi, C. Knopf, O. Kanoun and J. Himmel: Impedance Model of acentric coil-target arrangement in eddy current technics. In: *SENSOR + TEST*, Nürnberg, June 2011
- M. Heidary, D. Rüter, J. Himmel and O. Kanoun: Non Destructive Testing for cracks in perforated sheet metals. In: *IEEE International Multi-Conf. on Systems, Signals and Devices*, Tunisia, March 2011
- C. Sehestedt, M. Heidary, J. Himmel, O. Dirsch and U. Dahmen, Anwendung elektrischer Messverfahren an Lebergewebe zur Bestimmung des Steatosegrades. In: *IEEE Workshop Medizinische Messsysteme*. HRW, Mülheim an der Ruhr, Nov. 2010
- M. Heidary, C. Sehestedt, C. Knopf, J. Weidenmüller, O. Kanoun and J. Himmel: Tissue Diagnostics using Inductive Impedance Spectroscopy. In: *International Workshop on Impedance Measurement (IEEE)*, TU Chemnitz, Oct. 2010
- J. Himmel, M. Heidary, C. Knopf, C. Sehestedt, J. Weidenmüller and O. Kanoun: Diversification of the eddy current technology. (keynote lecture) In: *IEEE International Multi-Conf. on Systems, Signals and Devices*, Amman, Jordania, June 2010
- C. Sehestedt, M. Heidary, O. Dirsch, U. Dahmen and J. Himmel: Measuring the Fat Content of Liver Tissue. In: *IEEE International Multi-Conf. on Systems, Signals and Devices*, Djerba, Tunisia, March 2009

Scientific Reports on Measurement and Sensor Technology

(1) Bouchaala, Dhouha (2016)

Investigation of Current Excitation for Personal Health and Biological Tissues Monitoring

ISBN 978-3-941003-96-9

Volltext: <http://nbn-resolving.de/urn:nbn:de:bsz:ch1-qucosa-204801>

(2) Heidary Dastjerdi, Maral (2016)

Ein Beitrag zur Verbesserung der Eigenschaften magnetisch-induktiver Tastspulen

ISBN 978-3-944640-98-3

Volltext: <http://nbn-resolving.de/urn:nbn:de:bsz:ch1-qucosa-207628>